

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2004-173249

(43)Date of publication of application : 17.06.2004

(51)Int.Cl. H04B 1/04
H03F 3/217
H03F 3/24

(21)Application number : 2003-360899 (71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 21.10.2003 (72)Inventor : TANABE MITSURU
TANAKA KOICHIRO
SAITO NORIAKI
SAEKI TAKAHARU
MINAMI YOSHIHISA

(30)Priority

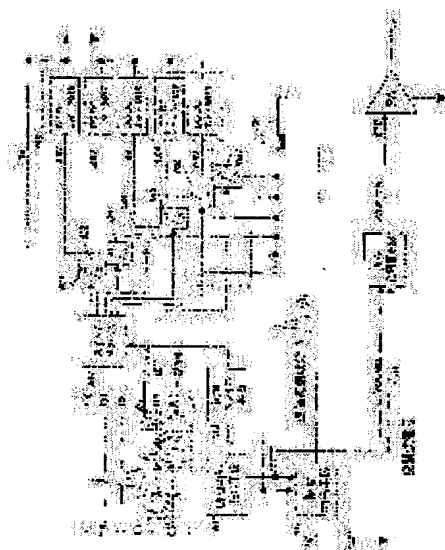
Priority number : 2002312724 Priority date : 28.10.2002 Priority country : JP

(54) TRANSMITTER

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a transmitter of an EER (envelope elimination and restoration) method with wide band and high efficiency.

SOLUTION: Amplitude components of a modulation signal are inputted in a power supply terminal of a high frequency power amplifier 130, an IQ quadrature signal is inputted in a high frequency input terminal of the high frequency power amplifier 130 and an original modulation signal is obtained from the output of the high frequency power amplifier 130. Collector voltage is supplied from a group 615 of DC-DC converters with successively different output voltage to an emitter follower 729 via a group 621 of switches. As for the collector voltage, efficiency of the emitter follower 729 is enhanced by reducing difference between emitter voltage of the emitter follower 729 and collector voltage of the emitter follower 729 by selecting any one output of DC-DC converters 616 to 620 by the group 621 of switches corresponding to the level of the amplitude components and giving the output to the emitter follower and a wide band operation is made possible by performing voltage conversion of power voltage of the high frequency power amplifier 130 by the emitter follower 729.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-173249

(P2004-173249A)

(43) 公開日 平成16年6月17日 (2004.6.17)

(51) Int. Cl. ⁷	F 1	テーマコード (参考)
H 0 4 B 1/04	H 0 4 B 1/04	5 J 5 0 0
H 0 3 F 3/217	H 0 3 F 3/217	5 K 0 6 0
H 0 3 F 3/24	H 0 3 F 3/24	

審査請求 未請求 請求項の数 15 O L (全 34 頁)

(21) 出願番号	特願2003-360899 (P2003-360899)	(71) 出願人	000005821
(22) 出願日	平成15年10月21日 (2003.10.21)		松下電器産業株式会社
(31) 優先権主張番号	特願2002-312724 (P2002-312724)	(74) 代理人	100076174
(32) 優先日	平成14年10月28日 (2002.10.28)		弁理士 官井 暎夫
(33) 優先権主張国	日本国 (JP)	(74) 代理人	100105979
			弁理士 伊藤 誠
		(72) 発明者	田邊 充
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
		(72) 発明者	田中 宏一郎
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

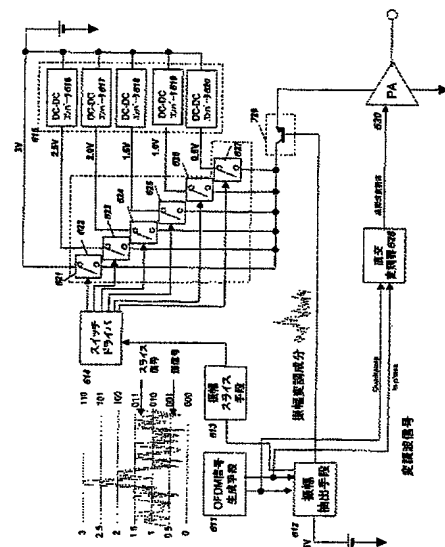
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 送信機

(57) 【要約】

【課題】 広帯域で高効率なE E R法の送信機を提供する。

【解決手段】 変調信号のうちの振幅成分を高周波電力増幅器130の電源端子に入力し、I Q直交信号を高周波電力増幅器130の高周波入力端子に入力し、高周波電力増幅器130の出力からもとの変調信号を得る。出力電圧の順次異なるD C-D Cコンバータ群615からスイッチ群621を介してエミッタフォロワ729にコレクタ電圧を供給する。コレクタ電圧は振幅成分のレベルに応じてD C-D Cコンバータ616~620のいずれか一つの出力をスイッチ群621で選択し、エミッタフォロワに与えることでエミッタフォロワ729のエミッタ電圧とエミッタフォロワ729のコレクタ電圧の差を小さくしてエミッタフォロワ729の効率を高め、かつ、高周波電力増幅器130の電源電圧をエミッタフォロワ729で電圧変換することで、広帯域動作を可能とした。



【選択図】

図 8

(2)

【特許請求の範囲】

【請求項1】

変調信号を発生する変調信号発生手段と、
前記変調信号発生手段により発生された前記変調信号を位相成分と振幅成分とに分離する位相振幅分離手段と、
前記位相振幅分離手段で分離された前記振幅成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、
電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、
前記複数のスイッチングレギュレータの出力電圧の何れか一つを選択するスイッチ群と、
前記振幅スライス手段によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従って前記スイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、
前記スイッチ群により選択された何れかのスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧として前記振幅成分を電圧変換するリニア電圧変換手段と、
前記位相成分を高周波入力端子に入力し、前記リニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として振幅と位相とが掛け合わされた変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えた送信機。

【請求項2】

変調信号を発生する変調信号発生手段と、
前記変調信号発生手段により発生された前記変調信号を位相成分と振幅成分とに分離する位相振幅分離手段と、
前記位相振幅分離手段で分離された前記振幅成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、
電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、
前記複数のスイッチングレギュレータの出力電圧を各々電源電圧として前記振幅成分を電圧変換する複数のリニア電圧変換手段と、
前記振幅成分を前記複数のリニア電圧変換手段へ伝達するスイッチ群と、
前記振幅スライス手段によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従って前記スイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、
前記位相成分を高周波入力端子に入力し、前記複数のリニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として振幅と位相とが掛け合わされた変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えた送信機。

【請求項3】

前記位相振幅分離手段の位相成分の出力端と前記高周波電力増幅器の入力端との間に周波数変換手段を有することを特徴とする請求項1または2記載の送信機。

【請求項4】

前記高周波電力増幅器の出力端に設けられて高周波出力電力をフィードバックするフィードバック手段と、
前記フィードバック手段の信号を基に位相と振幅のタイミングずれを校正するための第1の校正信号を発生する第1のタイミング校正手段と、
前記第1のタイミング校正手段からの第1の校正信号を受け、位相振幅分離手段から出力される振幅成分と位相成分のタイミングを補正する第1のタイミング補正手段とが付加されたことを特徴とする請求項1、2または3記載の送信機。

【請求項5】

前記スイッチングレギュレータの出力端と前記リニア電圧変換手段の電源電圧入力端との間に設けられて前記スイッチングレギュレータの出力電圧を検出する第1の電圧検出手段と、
前記リニア電圧変換手段の振幅成分入力端子に設けられて、振幅成分の電圧を検出する

(3)

第2の電圧検出手段と、

前記第1および第2の電圧検出手段から得られた電圧振幅データを比較することにより、前記振幅成分と前記スライスデータのタイミングずれを校正するための第2の校正信号を出力する第2のタイミング校正手段と、

前記第2のタイミング校正手段からの第2の校正信号を受け前記振幅成分と前記スライスデータのタイミングを補正する第2のタイミング補正手段とが付加されたことを特徴とする請求項1, 2, 3, または4記載の送信機。

【請求項6】

前記リニア電圧変換手段がエミッタフォロワであることを特徴とする請求項1, 2, 3, 4または5記載の送信機。

【請求項7】

前記リニア電圧変換手段がリニアレギュレータであることを特徴とする請求項1, 2, 3, 4または5記載の送信機。

【請求項8】

前記振幅成分を演算増幅器に入力し、前記演算増幅器の出力を前記エミッタフォロワの入力に接続し、前記エミッタフォロワの出力を前記演算増幅器に負帰還する請求項6記載の送信機。

【請求項9】

前記エミッタフォロワがプッシュプル回路からなり、前記振幅成分を演算増幅器に入力し、前記演算増幅器の出力を前記プッシュプル回路の入力に接続し、前記プッシュプル回路の出力を前記演算増幅器に負帰還する請求項6記載の送信機。

【請求項10】

変調信号を発生する変調信号発生手段と、

前記変調信号発生手段により発生された前記変調信号から振幅成分を抽出する振幅抽出手段と、

前記振幅抽出手段で抽出された前記振幅成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、

電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、

前記複数のスイッチングレギュレータの出力電圧の何れか一つを選択するスイッチ群と、

前記振幅スライス手段によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従って前記スイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、

前記スイッチ群により選択された何れかのスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧として前記振幅成分を電圧変換するリニア電圧変換手段と、

前記変調信号を高周波入力端子に入力し、前記リニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えた送信機。

【請求項11】

変調信号を発生する変調信号発生手段と、

前記変調信号発生手段により発生された前記変調信号から振幅成分を抽出する振幅抽出手段と、

前記振幅抽出手段で抽出された前記振幅成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、

電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、

前記複数のスイッチングレギュレータの出力電圧を各々電源電圧として前記振幅成分を電圧変換する複数のリニア電圧変換手段と、

前記振幅信号を前記複数のリニア電圧変換手段へ伝達するスイッチ群と、

前記振幅スライス手段によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従って前記

(4)

スイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、

前記変調信号を高周波入力端子に入力し、前記複数のリニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えた送信機。

【請求項12】

リニア電圧変換手段がエミッタフォロワであることを特徴とする請求項10または11記載の送信機。

【請求項13】

リニア電圧変換手段がリニアレギュレータであることを特徴とする請求項10または11記載の送信機。

【請求項14】

前記振幅成分を演算増幅器に入力し、前記演算増幅器の出力を前記エミッタフォロワの入力に接続し、前記エミッタフォロワの出力を前記演算増幅器に負帰還する請求項12記載の送信機。

【請求項15】

前記エミッタフォロワがブッシュプル回路からなり、前記振幅成分を演算増幅器に入力し、前記演算増幅器の出力を前記ブッシュプル回路の入力に接続し、前記ブッシュプル回路の出力を前記演算増幅器に負帰還する請求項12記載の送信機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、例えばOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex; 直交周波数分割多重) などサブキャリアを用いる通信方式に用いられる無線送信機に関するものである。

【背景技術】

【0002】

一般に、電圧変換を伴う変調信号、特にQAM (直交電圧変換) などの多値変調を伴う変調信号においては、アンテナへ電力を送信するための高周波電力増幅器に線形動作が必要となる。そのため、高周波電力増幅器の動作級としてはA級あるいはAB級などが用いられてきた。

【0003】

しかしながら、通信のブロードバンド化に伴い、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex; 直交周波数分割多重) などサブキャリアを用いる通信方式が利用され始め、従来のA級、AB級の高周波電力増幅器では高効率化が期待できない。すなわち、OFDMでは、サブキャリアの重ねあわせによって、瞬間的に、全くランダムに大きな電力が発生する。つまり、平均電力とその瞬間最大電力との比、PAPR (Peak to Average Power Ratio) が大きい。そのため、このような大きな電力を有する高周波信号も線形に増幅できるよう、常に大きな直流電力を保持している必要がある。A級動作では電源効率が最大でも50%しかなく、特にOFDMの場合は、PAPRが大きいため電源効率は10%程度となってしまう。

【0004】

このため、例えば電源として電池を用いる携帯型の無線機では、連続使用可能時間が短くなり、実用上問題が生じる。

【0005】

このような課題を解決すべく、カーンの方法として知られる従来のEER法 (Envelope Elimination and Restoration) が提案されている (例えば、特許文献1参照。)

図6はEER法の概略を表すブロック図である。図6において、端子40に入力された高周波変調信号46たとえばQAM信号は2分岐され、一方の分岐では、変調波46が検波器41で包絡線検波され、それによって振幅成分信号が生成される。電源電圧Vddは

(5)

電圧変換器（振幅成分を増幅するアンプ）42によって電圧変換される。このとき、電圧変換器42は高効率動作（～95%）が可能なS級アンプ（スイッチングレギュレータなど）が用いられる。他方の分岐では、変調波46が、振幅制御増幅器（リミッタ43）によって振幅制御され、それによって位相情報のみを有する変調波が得られる。位相情報をもった変調波は、スイッチ型アンプ44のRF入力端子に入力され、スイッチ型アンプ44の構成要素であるたとえば電界効果型トランジスタのゲート電圧を変調する。

【0006】

ここで、スイッチ型アンプとは、ドレイン電圧波形が矩形になるよう高調波制御されたF級アンプや、ドレイン電圧波形とドレイン電流波形が重ならないよう負荷条件を最適化したE級アンプやD級アンプをさす。

【0007】

従来のA級アンプでは、ドレイン電圧とドレイン電流とが同時に発生する期間が生じ、電力が消費される。一方、スイッチ型アンプ44は、ドレイン電流とドレイン電圧とが同時に発生する期間をできるだけ小さくしているので、消費電力を抑制することができる。

【0008】

たとえば、200mA、3VのDC電力を供給したとすると、直流電力は600mWとなる。スイッチ型アンプ44では、OFF時には電流が流れず、電圧V_{dd}のみが印加されるため、直流消費電力は0である。一方、ON時には200mAの電流が流れるが、トランジスタは完全に導通しているため、ドレインソース間電圧V_{DS}は飽和電圧のせいぜい0.3V程度と仮定できる。この場合、 $0.3 \times 0.2 = 0.06$ つまり60mWの直流電力がトランジスタの中で消費されたことになる。電源効率は実に $(600 - 60) / 600 = 90\%$ に達する。A級アンプでは最大でも電源効率は50%にしか達しないため、この効果は大きい。

【0009】

すなわち、スイッチ型アンプを用いることにより、高い電源効率が実現される。しかしながら、スイッチ型アンプは非線形アンプなため、QAM信号のように変調波の振幅レベルが変化する変調信号では、線形に信号を増幅する必要があるため、スイッチ型アンプを用いることはできない。

【0010】

この問題を解決するため、EER法では振幅情報を含む信号を、振幅成分と位相成分に分離し、スイッチ型アンプでは位相成分のみを増幅させる。ここで振幅成分をスイッチ型アンプの電源端子に入力すれば、振幅成分に比例した出力電力が得られるため、結果的に元の振幅情報を含む信号が再生させる。

【0011】

このような構成をとることにより、スイッチ型アンプなどの非線形ではあるが高効率なアンプを用いることができるため、高効率化が可能となる。

【参考特許文献】米国特許第6256482B1（図面3ページ、図6）

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0012】

しかしながら、振幅成分を変調する電圧変換器42、たとえばスイッチングレギュレータの帯域がせいぜい5MHzであることから、たとえば、無線LANの規格である、IEEE802.11a規格の変調波帯域幅20MHzで従来技術のEER法を使用することができない。

【0013】

帯域を広げるには、電圧変換器42の出力に内蔵された低域通過フィルタのインダクタンスを小さくする必要がある。ところが、インダクタンスのQ値が下がるため、インダクタンスによって消費される熱量が無視できなくなり、電圧変換器42の効率が低下する。また雑音も増加する。

【0014】

(6)

また電圧変換器42としてシリーズレギュレータを用いた場合、その電圧変換量（電源電圧と振幅成分電圧の差）と高周波電力増幅器のドレイン電流の積が消費電力となる。OFDMでは振幅成分の電圧の平均値は電源電圧の半分以下であるため、この場合も高効率化が望めない。

【0015】

したがって、本発明の目的は、効率を低下させることなく、広帯域なEER法を実現することができる送信機を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0016】

上記の課題を解決するため、第1の発明の送信機は、変調信号を発生する変調信号発生手段と、変調信号発生手段により発生された変調信号を位相成分と振幅成分とに分離する位相振幅分離手段と、位相振幅分離手段で分離された振幅成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、複数のスイッチングレギュレータの出力電圧の何れか一つを選択するスイッチ群と、振幅スライス手段によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従ってスイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、スイッチ群により選択された何れかのスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧として振幅成分を電圧変換するリニア電圧変換手段と、位相成分を高周波入力端子に入力し、リニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として振幅と位相とが掛け合わされた変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えている。

【0017】

この構成によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータを設け、振幅成分のレベルに応じてスイッチングレギュレータを選択し、選択されたスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧としてリニア電圧変換手段が振幅成分を電圧変換する構成を採用している。そのため、リニア電圧変換手段による電圧ドロップを少なく抑えることができ、スイッチングレギュレータによる損失が少ないうえ、リニア電圧変換手段による電力損失も少なく抑えることができる。また、電圧変換にリニア電圧変換手段を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域なEER法を実現することができる。

【0018】

第2の発明の送信機は、変調信号を発生する変調信号発生手段と、変調信号発生手段により発生された変調信号を位相成分と振幅成分とに分離する位相振幅分離手段と、位相振幅分離手段で分離された振幅成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、複数のスイッチングレギュレータの出力電圧を各々電源電圧として振幅成分を電圧変換する複数のリニア電圧変換手段と、振幅成分を複数のリニア電圧変換手段へ伝達するスイッチ群と、振幅スライス手段によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従ってスイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、位相成分を高周波入力端子に入力し、複数のリニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として振幅と位相とが掛け合わされた変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えている。

【0019】

この構成によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータを設け、複数のスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧として複数のリニア電圧変換手段が振幅成分をそれぞれ電圧変換するとともに、振幅成分のレベルに応じて複数のリニア電圧変換手段の何れかを選択的に有効としている。そのため、電圧変換を行うときのリニア電圧変換手段による電圧ドロップを少なく抑えることができ、スイッチングレギュレータによる損失が少ないうえ、リニア電圧変換手段による電力損

(7)

失も少なく抑えることができる。また、電圧変換にリニア電圧変換手段を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域なEER法を実現することができる。また、スイッチングレギュレータと高周波電力増幅器との間にリニア電圧変換手段が入るのみで、スイッチ手段はその経路から外しているため、第1の発明の構成に比べて、電力損失をさらに低減することができる。

【0020】

上記第1または第2の発明の送信機においては、位相振幅分離手段の位相成分の出力端と高周波電力増幅器の入力端との間に周波数変換手段を有していてもよい。

【0021】

この構成によれば、以下のような作用効果を有する。位相振幅分離手段の帯域はせいぜい数百MHzであるため、搬送波がGHzを超えるような場合、これを処理することができないが、周波数変換手段であるたとえば直交変調器などを用いることにより、容易に搬送波周波数をアップコンバートできる。

【0022】

上記第1または第2の発明の送信機においては、高周波電力増幅器の出力端に設けられて高周波出力電力をフィードバックするフィードバック手段と、フィードバック手段の信号を基に位相と振幅のタイミングずれを校正するための第1の校正信号を発生する第1のタイミング校正手段と、第1のタイミング校正手段からの第1の校正信号を受け、位相振幅分離手段から出力される振幅成分と位相成分のタイミングを補正する第1のタイミング補正手段とが付加されることが好ましい。

【0023】

この構成によれば、以下のような作用効果を有する。位相成分と振幅成分のタイミングが、各変調波成分の入力から高周波電力増幅器の出力にいたるまでのレイアウトによる遅延、あるいはトランジスタによる配線長や寄生成分による遅延によってずれると、高周波電力増幅器出力で正しい変調波を形成できない。ところが、フィードバック手段とタイミング校正手段とタイミング補正手段とを設けたことにより、正確に位相成分と、電圧変換波成分のタイミングを補正でき、高周波電力増幅器出力で正しい変調波が形成できる。

【0024】

上記第1または第2の発明の送信機においては、スイッチングレギュレータの出力端とリニア電圧変換手段の電源電圧入力端との間に設けられてスイッチングレギュレータの出力電圧を検出する第1の電圧検出手段と、リニア電圧変換手段の振幅成分入力端子に設けられて、振幅成分の電圧を検出する第2の電圧検出手段と、第1および第2の電圧検出手段から得られた電圧振幅データとにより、振幅成分とスライスデータのタイミングずれを校正するための第2の校正信号を出力する第2のタイミング校正手段と、第2のタイミング校正手段からの第2の校正信号を受け振幅成分とスライスデータのタイミングを補正する第2のタイミング補正手段とが付加されていることが好ましい。

【0025】

この構成によれば、以下のような作用効果を有する。振幅スライスデータと振幅成分のタイミングが、振幅スライスデータと振幅成分の各入力から高周波電力増幅器の出力に至るまでのレイアウトによる遅延、あるいはトランジスタによる配線長や寄生成分による遅延によってずれると、スライスデータによって駆動されたスイッチによって導通されたスイッチングレギュレータ出力と振幅成分の値がずれ、リニア電圧変換手段で不必要に大きな電圧ドロップが生じ電源効率が低下するかあるいはリニア電圧変換手段がオフしてしまう。ところが、第1および第2の電圧検出手段と第2のタイミング校正手段と第2のタイミング補正手段とを設けたことにより、正確に振幅スライスデータと振幅成分のタイミングを補正でき、理想的な電源効率を実現できる。

【0026】

上記第1または第2の発明の送信機においては、リニア電圧変換手段が例えばエミッタフォロワで構成される。

(8)

【0027】

この構成によれば、振幅成分を、それよりP-N接合のビルトインポテンシャルで決定されるエミッターベース間電圧の一定の電圧レベル（たとえば0.7V）だけ低い電圧に変換し、またフィードバックループを持たないため、ループによる帯域制限もなく、構成が簡単になる。

【0028】

上記第1または第2の発明の送信機においては、リニア電圧変換手段がリニアレギュレータで構成される場合もある。

【0029】

この構成によれば、フィードバックループにより正確に電圧レベルを制御でき、正しく振幅成分を電圧変換することができる。

【0030】

上記第1または第2の発明の送信機においては、振幅成分を演算増幅器に入力し、演算増幅器の出力をエミッタフォロワの入力に接続し、エミッタフォロワの出力を演算増幅器に負帰還する構成とすることが好ましい。

【0031】

この構成によれば、エミッタフォロワの非線形性、温度特性を補償し、振幅成分を正しく高周波電力増幅器に伝えることができる。

【0032】

上記第1または第2の発明の送信機においては、エミッタフォロワをプッシュプル回路で構成し、振幅成分を演算増幅器に入力し、演算増幅器の出力をプッシュプル回路の入力に接続し、プッシュプル回路の出力を演算増幅器に負帰還するようにしてもよい。

【0033】

この構成によれば、エミッタフォロワの非線形性、温度特性を補償し、演算増幅器の過渡特性で、電圧が演算増幅器に与えられる正の電源電圧あるいは負の電源電圧でホールドされることを防ぎ、振幅成分を正しく高周波電力増幅器に伝えることができる。

【0034】

第3の発明の送信機は、変調信号を発生する変調信号発生手段と、変調信号発生手段により発生された変調信号から振幅成分を抽出する振幅抽出手段と、振幅抽出手段で抽出された振幅成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、複数のスイッチングレギュレータの出力電圧の何れか一つを選択するスイッチ群と、振幅スライス手段によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従ってスイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、スイッチ群により選択された何れかのスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧として振幅成分を電圧変換するリニア電圧変換手段と、前記変調信号を高周波入力端子に入力し、前記リニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えている。

【0035】

この構成によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータを設け、振幅成分のレベルに応じてスイッチングレギュレータを選択し、選択されたスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧としてリニア電圧変換手段が振幅成分を電圧変換することにより電圧変換を行う構成を採用している。そのため、電圧変換を行うときのリニア電圧変換手段による電圧ドロップを少なく抑えることができ、スイッチングレギュレータによる損失が少ないうえ、リニア電圧変換手段による電力損失も少なく抑えることができる。また、電圧変換にリニア電圧変換手段を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域なEER法を実現することができる。

【0036】

さらに、位相成分ではなく、変調信号をそのまま用いるため、振幅と位相成分に分離し

(9)

て行うEER法では避けられなかった、変調精度 (Error Vector Magnitude: EVM) の劣化が回避できる。すなわち、位相成分を用いる場合、位相成分をデジタルアナログ変換器の帯域が許す範囲で、またEVMに影響を与えない程度にフィルタリングを行うが、フィルタリングによって生じる位相成分の部分的なレベル低下が、高周波増幅器の出力で位相成分が振幅成分と合成されたときにEVMの顕著な劣化を生じさせていた。また、変調信号から分離された位相成分にくらべて、変調信号は必要帯域幅が $1/6$ ほど小さいため、デジタルアナログ変換器や、デジタルアナログ変換によって生じるスプリアス成分を抑圧するアンチエリアスフィルタの帯域幅を狭くすることができる。そのため、デジタルアナログ変換器の低消費電力化や、フィルタに用いるインダクタの小型化や低コスト化に有利である。

【0037】

また、従来のEER法では、ピーク電力が入力されたときでも高周波電力増幅器が十分飽和できるだけの入力レベルを注入していたため、高周波電力増幅器がOFF (振幅成分0) のときのアイソレーション特性 (出力電力中の入力電力からの漏れの割合) が良くない場合、期待されるレベルよりも高い電力が出力され、振幅成分と掛け合わされた結果、高周波電力増幅器出力で正しい変調波を形成できない (EVM性能の劣化を招いていた)。ところが、本構成では、高周波電力増幅器がOFF (振幅成分0) のとき、高周波電力増幅器に入力される電力も0であるため、アイソレーション特性に依存せず、高周波電力増幅器出力で正しい変調波を形成できる。

【0038】

第2の発明の送信機は、変調信号を発生する変調信号発生手段と、変調信号発生手段により発生された変調信号から振幅成分を抽出する振幅抽出手段と、振幅抽出手段で抽出された振幅成分を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、複数のスイッチングレギュレータの出力電圧を各々電源電圧として振幅成分を電圧変換する複数のリニア電圧変換手段と、振幅信号を複数のリニア電圧変換手段へ伝達するスイッチ群と、振幅スライス手段によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従ってスイッチ群の各スイッチを選択的に導通させるスイッチドライバと、前記変調信号を高周波入力端子に入力し、前記リニア電圧変換手段によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として変調波を出力する高周波電力増幅器とを備えている。

【0039】

この構成によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータを設け、複数のスイッチングレギュレータの出力電圧を電源電圧として複数のリニア電圧変換手段が振幅成分をそれぞれ電圧変換することにより電圧変換を行うとともに、振幅成分のレベルに応じて複数のリニア電圧変換手段の何れかを選択的に有効としている。そのため、電圧変換を行うときのリニア電圧変換手段による電圧ドロップを少なく抑えることができ、スイッチングレギュレータによる損失が少ないうえ、リニア電圧変換手段による電力損失も少なく抑えることができる。また、電圧変換にリニア電圧変換手段を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域なEER法を実現することができる。また、スイッチングレギュレータと高周波電力増幅器との間にリニア電圧変換手段が入るのみで、スイッチ手段はその経路から外しているため、第3の発明の構成に比べて、電力損失をさらに低減することができる。

【0040】

さらに、位相成分ではなく、変調信号をそのまま用いるため、振幅と位相成分に分離して行うEER法では避けられなかった、変調精度 (Error Vector Magnitude: EVM) の劣化が回避できる。すなわち、位相成分を用いる場合、位相成分をデジタルアナログ変換器の帯域が許す範囲で、またEVMに影響を与えない程度にフィルタリングを行うが、フィルタリングによって生じる位相成分の部分的なレベル低下は、高周波増幅器の出力で位相成分が振幅成分と合成されたときにEVMの顕著な劣化を生じさせ

(10)

る。また、変調信号から分離された位相成分にくらべて、変調信号は必要帯域幅が $1/6$ ほど小さいため、デジタルアナログ変換器や、デジタルアナログ変換によって生じるスプリアス成分を抑圧するアンチエリアスフィルタの帯域幅を狭くすることができる。そのため、デジタルアナログ変換器の低消費電力化や、フィルタに用いるインダクタの小型化や低コスト化に有利である。

【0041】

また、従来のEER法では、ピーク電力が入力されたときでも高周波電力増幅器が十分飽和できるだけの入力レベルを注入していたため、高周波電力増幅器がOFF（振幅成分0）のときのアイソレーション特性が良くない場合、期待されるレベルよりも高い電力が出力され、振幅成分と掛け合わされた結果、高周波電力増幅器出力で正しい変調波を形成できない（EVM性能の劣化を招いていた）が、本構成では、高周波電力増幅器がOFF（振幅成分0）のとき、高周波電力増幅器に入力される電力も0であるため、アイソレーション特性に依存せず、高周波電力増幅器出力で正しい変調波を形成できる。

【0042】

第3または第4の発明の送信機においては、リニア電圧変換手段が例えばエミッタフォロワで構成される。

【0043】

この構成によれば、振幅成分を、それよりP-N接合のビルトインポテンシャルで決定されるエミッターベース間電圧の一定の電圧レベル（たとえば0.7V）だけ低い電圧に変換し、またフィードバックループを持たないため、ループによる帯域制限もなく、構成が簡単になる。

【0044】

第3または第4の発明の送信機においては、リニア電圧変換手段がリニアレギュレータで構成される場合もある。

【0045】

この構成によれば、フィードバックループにより正確に電圧レベルを制御でき、正しく振幅成分をレベル変換することができる。

【0046】

上記第3または第4の発明の送信機においては、振幅成分を演算増幅器に入力し、演算増幅器の出力をエミッタフォロワの入力に接続し、エミッタフォロワの出力を演算増幅器に負帰還する構成とすることが好ましい。

【0047】

この構成によれば、エミッタフォロワの非線形性、温度特性を補償し、振幅成分を正しく高周波電力増幅器に伝えることができる。

【0048】

上記第3または第4の発明の送信機においては、エミッタフォロワをプッシュプル回路で構成し、振幅成分を演算増幅器に入力し、演算増幅器の出力をプッシュプル回路の入力に接続し、プッシュプル回路の出力を演算増幅器に負帰還するようにしてもよい。

【0049】

この構成によれば、エミッタフォロワの非線形性、温度特性を補償し、演算増幅器の過渡特性で、電圧が演算増幅器に与えられる正の電源電圧あるいは負の電源電圧でホールドされることを防ぎ、振幅成分を正しく高周波電力増幅器に伝えることができる。

【発明の効果】

【0050】

以上、詳細に説明したように本発明によれば、高周波電力増幅器をスイッチ型として動作させることができるEER法において広帯域でかつ高効率な動作を可能とする。

【発明を実施するための最良の形態】

【0051】

以下、本発明の実施の形態を、図面を参照しながら説明する。

【0052】

(11)

(実施の形態1)

以下、図面を参照して本発明の実施の形態1について説明する。本実施の形態では、広帯域変調信号を用いるIEEE 802.11a規格の無線LANシステムを例にあげて説明する。無線LANシステムでは、直交する52本のサブキャリアのそれぞれに64QAMの変調を掛け、これを足し合わせて変調信号を得る。52本のサブキャリアは、それぞれ312.5kHz分離しており、 $52 \times 312.5 = 16.25\text{MHz}$ を占有する。

【0053】

図1はEER法を実現する本発明の実施の形態1による送信機の回路図を示している。この送信機は、図1に示すように、OFDM信号生成手段111と、位相振幅分離手段112と、振幅スライス手段113と、スイッチングレギュレータ群115と、スイッチ群121と、スイッチドライバ114と、直交変調器128と、シリーズレギュレータ129と、スイッチ型の高周波電力増幅器130とで構成されている。

【0054】

上記のOFDM信号生成手段111は、OFDM信号を生成するもので、変調信号を発生する変調信号発生手段に相当する。

【0055】

位相振幅分離手段112は、例えば5Vの電源電圧を入力として、OFDM信号生成手段111により生成されたOFDM信号を位相成分と振幅成分とに分離する。

【0056】

振幅スライス手段113は、位相振幅分離手段112で分離された振幅成分を段階的に異なる適当な複数の電圧レベルでスライスする。この電圧レベルとしては、例えば、0.5V、1.0V、1.5V、2.0V、2.5Vが設定される。図1には、振幅スライス手段113へ入力される振幅成分、つまり源信号と、振幅スライス手段113の出力信号、つまりスライス信号とが示されている。

【0057】

ここで、図1に示されている源信号とスライス信号の関係について説明する。振幅スライス手段113は、図1のように振幅成分のレベルを検出し、そのレベルに対してあらかじめ設定された電圧レベルとの比較を行い、図1のように振幅成分をスライスする。

【0058】

振幅スライスの方法は、たとえば振幅成分が $0.5\text{V} < \text{振幅成分} \leq 1.0\text{V}$ ならば1Vに丸め込み、 $1\text{V} < \text{振幅成分} \leq 1.5\text{V}$ なら1.5Vに丸め込むなど、包含される範囲の最大値にレベルを丸め込む。図では計7つのレベルが存在するため、これを3ビットのデータに割り当て、3ビットのスライスデータがスイッチドライバ114に出力される。

【0059】

スイッチングレギュレータ群115は、例えば3Vの電源電圧を入力とする複数の、例えば4個のスイッチングレギュレータ、つまり4個のDC-DCコンバータ116～120からなる。DC-DCコンバータ116～120は、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する。具体的には、DC-DCコンバータ116～120は、それぞれ3Vの電圧を2.5V、2.0V、1.5V、1.0V、0.5Vの各電圧に変換する。

【0060】

スイッチ群121は、何れか1個が選択的に導通する例えば5個のスイッチ122～127からなり、3Vの電源電圧と、複数のDC-DCコンバータ116～120の出力電圧である2.5V、2.0V、1.5V、1.0V、0.5Vの各電圧の何れか一つを選択する。なお、スイッチ122～127は、例えばMOSトランジスタで構成される。

【0061】

スイッチドライバ114は、振幅スライス手段113によってスライスされた振幅成分のスライスデータに従ってスイッチ群121の各スイッチ122～127を選択的に導通させる。

【0062】

直交変調器128は、位相振幅分離手段112から出力される位相成分（直交成分（Qu

(12)

adrature) および同相成分(In-phase)) を高周波信号に変換するもので、周波数変換手段に相当する。

【0063】

シリーズレギュレータ(リニアレギュレータ) 129は、スイッチ群121により選択された3Vの電源電圧もしくは何れかのDC-DCコンバータ116~120の出力電圧を電源電圧としてOFDM信号の振幅成分を電圧変換するもので、リニア電圧変換手段に相当する。

【0064】

高周波電力増幅器(PA) 130は、スイッチ型であって、直交変調器128から入力される高周波信号(位相成分を高周波変換したもの)を高周波入力端子に入力し、シリーズレギュレータ129によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として位相および振幅がともに変調された、つまり振幅と位相とが掛け合わされた変調波を出力する。

【0065】

以下動作について説明する、本実施の形態では、電源電圧3Vのシステムを仮定している。

【0066】

OFDM信号生成手段111によって作成されたOFDM信号は、位相振幅分離手段112によって振幅成分と位相成分とに分離されて出力される。出力された振幅成分を基に、振幅スライス手段113は、スイッチ群121の各スイッチ122~127のオン/オフをドライブするためのドライブ情報を生成する。ドライブ情報を以下スライスデータと呼ぶ。

【0067】

振幅スライスの方法は、たとえば振幅成分が

$0\text{ V} < \text{振幅成分} \leq 0.5\text{ V}$

ならば0.5Vに丸め込み、

$0.5\text{ V} < \text{振幅成分} \leq 1.0\text{ V}$

ならば1.0Vに丸め込み、

$1.0\text{ V} < \text{振幅成分} \leq 1.5\text{ V}$

ならば1.5Vに丸め込み、

$1.5\text{ V} < \text{振幅成分} \leq 2.0\text{ V}$

ならば2.0Vに丸め込み、

$2.0\text{ V} < \text{振幅成分} \leq 2.5\text{ V}$

ならば2.5Vに丸め込み、

$2.5\text{ V} < \text{振幅成分} \leq 3.0\text{ V}$

ならば3.0Vに丸め込むというように、振幅成分が包含されるしきい値範囲を検出し、包含される範囲の最大値にレベルを丸め込む。

【0068】

丸め込みは、次のようにして行う。DC-DCコンバータ116~120は丸め込まれる電圧レベルと同じ出力電圧(2.5V、2.0V、1.5V、1.0V、0.5V)が出力されるよう用意される。振幅成分のレベルに従い、振幅スライス手段113がスイッチドライバ114にどのDC-DCコンバータ(116、117、118、119または120)の出力をアクティブにするかの情報を与える。与えられた情報に従い、スイッチドライバ114はDC-DCコンバータ116~120の出力段に設けられたスイッチ122~127を選択的にオン/オフし、丸め込まれた電圧に対応する電圧を出力する。

【0069】

具体例を説明すると、振幅成分が1.2VのときはDC-DCコンバータ118のパスがオンとなり、1.5Vの電圧がシリーズレギュレータ129の電圧入力端子に与えられる。同様に、振幅成分が1.6VのときはDC-DCコンバータ117のパスがオンとなり、2.0Vの電圧がシリーズレギュレータ129の電圧入力端子に与えられる。

(13)

【0070】

位相振幅分離手段112から出力された振幅成分は、シリーズレギュレータ129のリファレンス入力端に入力され、シリーズレギュレータ129の出力電圧を変調する。このとき、シリーズレギュレータ129は、内部にフィードバックループを有するため、振幅成分のオフセットは必要ない。

【0071】

また、振幅成分は、スライスデータと同期がとられた形で出力されることが望ましい。

【0072】

このとき、振幅成分とスライスデータとの同期がとれていないと、不必要に大きな電圧ドロップが現れ、電源損失が悪化してしまう。

【0073】

このような動作を実現することで、シリーズレギュレータ129の電圧ドロップ（DC-DCコンバータ出力とシリーズレギュレータ出力の電位差）は小さな値に保持され、シリーズレギュレータ129による電源損失は小さく抑えられる。

【0074】

また、位相成分は、変調波に周波数変換する必要があるため、I（同相）信号およびQ（直交）信号として直交変調器128に入力され、搬送波と掛け合わされる。

【0075】

高周波電力増幅器130には、シリーズレギュレータ129から出力された振幅成分が電源端子から入力され、直交変調器128から出力された位相成分（変調波）が、高周波信号入力端子から入力される。高周波電力増幅器130の出力には、位相成分と振幅成分とが掛け合わされた結果が出力され、正しいOFDM出力が得られる。

【0076】

振幅成分と位相成分とは高周波電力増幅器130で掛け合わされるときには、タイミングずれがないことが望ましい。

【0077】

以上説明したとおりの動作により、期待される効果について以下に述べる。

【0078】

DC-DCコンバータ116～120での電源損失が96%であり、スイッチ122～127の電圧ドロップが0.1Vであるとする。これらの値は、実際に市場で手に入る部品のデータを元にしてしている。また、スイッチ型の高周波電力増幅器130の効率が80%であると仮定する。

【0079】

無線LAN IEEE802.11a規格の場合、たとえば平均出力電力は13dBm（20mW）と仮定でき、このときピーク電力は平均電力の+7dBで20dBm（100mW）となる。したがって、高周波電力増幅器130としては、ピーク電力20dBmを出力する必要がある。高周波電力増幅器130の電力効率（RF出力電力／加えられたDC電力）を80%とすると、AC電力PACがピーク電力100mW（20dBm）のとき、DC電力PDCは125mWとなる。このとき、電源を3Vとすると、ピーク時41.7mAの電流が必要になる。平均電力時には高周波電力増幅器130に必要な電源電圧は1.3Vであるが、AC電力PACの平均出力電力20mW（13dBm）に対して、DC電力PDCが25mWとなるため、19.2mAの電流が必要となる。

【0080】

以後、平均電力時すなわち出力20mWの効率について検討する。

【0081】

電源部の電力損失について検討すると、まずスライスデータは0.5Vごとに切っているため、シリーズレギュレータ129での電圧ドロップは最高でも0.5Vであり、さらにスイッチ群121を構成する各スイッチ（NPNトランジスタ）122～127のコレクターエミッタ間飽和電圧VCEを0.1Vとすると、スイッチ群121とシリーズレギュレータ129での電源損失は $19.2\text{mA} \times 0.6\text{V} = 11.5\text{mW}$ と計算される。

(14)

【0082】

また、DC-DCコンバータ116～120の電源損失は4%であるら、DC-DCコンバータ116～120での電源損失は

$$25\text{mW} \times 0.04 = 1.0\text{mW}$$

となる。

【0083】

したがって、スイッチ群121とシリーズレギュレータ129とDC-DCコンバータ116～120とを合わせた電源損失は

$$11.5\text{mW} + 1.0\text{mW} = 12.5\text{mW}$$

となる。その結果、ピーク電力時のトータルの効率は

$$20\text{mW} / (25\text{mW} + 12.5\text{mW}) = 53.3\%$$

となる。

【0084】

通常の線形アンプを用いた場合、高々10%の効率しか得られなかったのに対して、大幅な効率改善が可能となる。

【0085】

さらに従来、DC-DCコンバータを変調するなどしていた電圧変換部を、定電圧を出力するスイッチングレギュレータ群（DC-DCコンバータ116～120）およびシリーズレギュレータ129という構成にすることにより、DC-DCコンバータ単独では困難であった広帯域化を実現できる。その理由は以下のとおりである。

【0086】

すなわち、シリーズレギュレータ129では、帯域を制限するようなローパスフィルタを設ける必要がなく、ローパスフィルタによって必然的に帯域制限されていた問題が解消され、他の要因たとえばシリーズレギュレータ129のトランジスタ特性あるいは、フィードバックループによる位相遅延などによって決定される帯域で制限されるのみである。

【0087】

これらの制限要素は、これまでの5MHzという帯域を大きく上回る帯域を実現できるものであり、無線LANなど20MHzに及ぶ変調帯域を十分に包括できる。

【0088】

さらに、高周波電力増幅器130の出力に帯域制限フィルタがあってもよい。

【0089】

さらに、DC-DCコンバータ116～120は、出力にローパスフィルタも含んだものを指している。この構成において、シリーズレギュレータ129の出力と高周波電力増幅器130の電源端子の間に変調波帯域外のスプリアスを抑制するローパスフィルタがあっても良い。

【0090】

なお、振幅成分と振幅スライスデータは同期がとれていることが望ましいとしたが、DC-DCコンバータ116～120の出力電圧に対し、シリーズレギュレータ129の出力電圧が大きくなならないように調整されていれば問題はない。また、多少のタイミングずれがあっても前述の状態にならないよう、たとえばあらかじめスライスデータに時間的余裕をもたせてもよい。

【0091】

さらに、振幅成分と位相成分とが高周波電力増幅器130に同期がとれた状態で入力されることが望ましいとしたが、タイミングがずれると、送信出力のベクトル誤差量（Error Vector Magnitude）が悪化し、無線規格を満足しなくなる。したがって、次のような方法によって、タイミングをできるだけ合わせることが必要である。

【0092】

1つ目は、製造時にのみタイミング調整する方法である。この方法は無線回路にフィードバック回路などを設ける必要がなく、簡略化できる。ただし、使用環境によっては同期がとれなくなることもある。

(15)

【0093】

2つ目は電源オン時のみタイミング調整をする方法である。この方法によれば電源をオンした環境に対応でき、1つ目の方法よりもより確実に同期がとれる。ただし、校正にかかる時間分だけ通信ができなくなる問題がある。

【0094】

さらに、3つ目の方法として、たとえば無線LANのように、TDD（時分割多重）の場合、送信と受信を交互に繰り返すが、このような無線通信においては、送受間の切替時間を利用してタイミング調整をする方法がある。これは、環境に逐次適応できもっとも理想的であるが、無線規格で規定される送受切替時間内で校正が終了する必要がある。無線LANでは1 μ s 以下であるため、このような短時間で終了する工夫が必要となる。

【0095】

さらに4つ目の方法として、送信時にもレシーバをオンしておき、アンテナスイッチから受信部に回り込む送信波を受信、復調しそのビットエラー量が最低になるように振幅成分、位相成分のタイミングを補正する方法がある。この方法では、アンテナスイッチのアイソレーションが十分でない場合受信部に大きな電力が入力されるため、受信部の線形性を高くしておく必要がある。

【0096】

またこれらの組み合わせも考えられる。

【0097】

なお、本実施の形態では、変調回路としてベースバンドIQ信号を直接高周波信号までアップコンバートするダイレクト変調方式を用いたが、他にも局部発振信号源として用いる電圧制御発振器の電圧可変容量部たとえばバラクタダイオードや、多数の容量値を有する固定容量をMOSトランジスタスイッチによって組み合わせ可変容量を実現する容量などを、ベースバンド信号を波形整形したもので、直接変調する直接変調方式であってもよい。

【0098】

直接変調方式では、回路形式が簡単になり、低消費電流化が図れるが、変調精度が厳しい場合などは適さない。さらにIQ信号を直接高周波信号にアップコンバートするのではなく、中間周波数を介して高周波信号にアップコンバートする方式もある。この方式では、局部発振信号源と送信波の周波数が異なるため、局部発振信号源が送信波によって振られる問題が回避できる。ただし、消費電流やスプリアスの点で不利である。

【0099】

以上説明したように、この実施の形態によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のDC-DCコンバータ116～120を設け、振幅成分のレベルに応じていずれかのDC-DCコンバータを選択し、選択されたDC-DCコンバータの出力電圧を電源電圧としてシリーズレギュレータ129が振幅成分を電圧変換する構成を採用している。そのため、電圧変換を行うときのシリーズレギュレータ129による電圧ドロップを少なく抑えることができ、DC-DCコンバータによる損失が少ないうえ、シリーズレギュレータ129による電力損失も少なく抑えることができる。また、電圧変換にシリーズレギュレータ129を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域なEER法を実現することができる。

【0100】

また、リニア電圧変換手段としてシリーズレギュレータ129を用いていることにより、フィードバックループにより正確に電圧レベルを制御でき、正しく振幅成分を電圧変換することができる。

【0101】

また、位相振幅分離手段112の位相成分の出力端と高周波電力増幅器130の入力端との間に周波数変換手段である直交変調器128を設けたので、以下のような効果が得られる。位相振幅分離手段112の帯域はせいぜい数百MHzであるため、搬送波がGHz

(16)

を超えるような場合、これを処理することができないが、周波数変換手段であるたとえば直交変調器128などを用いることにより、容易に搬送波周波数をアップコンバートできる。

【0102】

(実施の形態2)

図2に本発明の実施の形態2における送信機のブロック図を示している。本実施の形態はシリーズレギュレータ129に代えて、エミッタフォロワ229を用いた点で、実施の形態1とは異なる。それ以外は実施の形態6と同じ構成と動作なので、同じ符号を付し、説明を省略する。エミッタフォロワ229は、スイッチ群121の出力をコレクタに入力し、ベースに入力した位相振幅分離手段112の電圧をもとに、高周波電力増幅器130に電源電圧を与える。

【0103】

以下エミッタフォロワ229を用いることによって追加される効果について述べる。シリーズレギュレータではフィードバックループによる位相遅延などによって帯域が十分取れないことがある。一方、エミッタフォロワ229を用いる場合、トランジスタ特性によって決定される帯域で制限される。しかし、この制限要素は、これまでの5MHzという帯域を大きく上回る帯域を実現でき、無線LANなど20MHzに及ぶ変調帯域を十分に包括できる。

【0104】

(実施の形態3)

図3に本発明の実施の形態3における送信機のブロック図を示している。本実施の形態は、電源およびDC-DCコンバータ群115からの出力を出力と同じ数のエミッタフォロワ群329のコレクタに直接接続し、このエミッタフォロワ群329のベース端子につながるバスをエミッタフォロワ群329と同数のスイッチ群121で切り替える点で実施の形態1、2と異なる。実施の形態1、2と同じ構成のところは同じ符号を付し、説明は省略する。なお、エミッタフォロワ群329は、リニア電圧変換手段に相当する。なお、スイッチ群121はNMOSトランジスタで構成されることが望ましい。また、本実施の形態では、複数のエミッタフォロワを用いていたが、これに代えて、シリーズレギュレータを使用した実施の形態も、上記と同様に考えることができる。

【0105】

実施の形態3で期待される付加的な効果は、DC-DCコンバータ群115と高周波電力増幅器130との間にエミッタフォロワ330～335が入るのみで、スイッチ群121は電源経路（電源から高周波電力増幅器130への経路）から外しているため、実施の形態1の構成に比べて、電力損失をさらに低減することができる。

【0106】

(実施の形態4)

以下、図面を参照して本発明の実施の形態4について説明する。

【0107】

図4は本発明の実施の形態4によるEER法を実現する送信機の回路図を示している。

【0108】

本実施の形態では、実施の形態1に記載の構成に新たに以下の構成を付加している。すなわち、高周波電力増幅器130の出力にたとえば高周波電力を取り出す方向性結合器431を付加し、フィードバック手段である方向性結合器431によって取り出された電力をたとえばダイオード検波によって振幅成分を抽出することにより、位相振幅分離手段112からの振幅成分と比較し、その誤差ができるだけ小さくなるよう位相成分と振幅成分のタイミングを校正するタイミング校正手段433を設け、タイミング校正手段433から出力された校正データに基づいて、たとえば位相成分のタイミングを補正するタイミング補正手段432たとえば遅延回路を設けている。

【0109】

その他の構成および動作については実施の形態1と同じであるため、詳しい説明は省略

(17)

する。なお、図4において、符号111はOFDM信号生成手段を示し、符号113は振幅スライス手段を示し、符号114はスイッチドライバを示し、符号115はスイッチングレギュレータ群を示し、符号116～120はDC-DCコンバータを示し、符号121はスイッチ群を示し、符号122～127はスイッチを示し、符号129はシリーズレギュレータを示し、符号128は直交変調器を示している。

【0110】

この実施の形態によれば、以下のような効果が得られる。位相成分と振幅成分のタイミングが、各変調波成分の入力から高周波電力増幅器130の出力にいたるまでの、レイアウトによる遅延、あるいはトランジスタによる配線長や寄生成分による遅延によってずれると、正しく元の変調波を再現できない。ところが、方向性結合器431、タイミング校正手段433およびタイミング補正手段432を設けたことにより、正確に位相成分と振幅成分のタイミングを補正でき、高周波電力増幅器出力で正しい変調波が再現できる。その他の効果については、実施の形態1と同様である。

【0111】

(実施の形態5)

以下、図面を参照して本発明の実施の形態5について説明する。

【0112】

図5は本発明の実施の形態5によるEER法を実現する送信機の回路図を示している。

【0113】

本実施の形態では、実施の形態4に記載の構成に新たに以下の構成が付加されている。すなわち、シリーズレギュレータ129のDC-DCコンバータ出力が入力される端子に電圧を検出する手段たとえば数 $K\Omega$ の抵抗534が付加され、振幅成分が入力される端子に電圧を検出する手段たとえば数 $K\Omega$ の抵抗535が付加されている。

【0114】

上記抵抗534、535によって、振幅成分のレベルとスライスデータによって選択されるDC-DCコンバータの出力レベルとが検出されている。タイミング校正手段433でこれらの電圧差が計算され、DC-DCコンバータの出力が振幅成分に対して、適当な電圧となるようタイミング調整信号を生成する。

【0115】

そして、タイミング校正手段433から出力された校正データ（タイミング調整信号）に基づいて、たとえば振幅スライス手段113へのタイミングを補正するタイミング補正手段536たとえば遅延回路が新たに付加されている。

【0116】

その他の構成および動作については、実施の形態1、4と同じであるため省略する。なお、図5において、符号111はOFDM信号生成手段を示し、符号113は振幅スライス手段を示し、符号114はスイッチドライバを示し、符号115はスイッチングレギュレータ群を示し、符号116～120はDC-DCコンバータを示し、符号121はスイッチ群を示し、符号122～127はスイッチを示し、符号128は直交変調器を示し、符号130は高周波電力増幅器を示し、符号431は方向性結合器を示し、符号432はタイミング補正手段を示している。

【0117】

この実施の形態によれば、以下のような効果が得られる。振幅スライスデータと振幅成分のタイミングが、振幅スライスデータと振幅成分の各入力から、高周波電力増幅器130の出力に至るまでのレイアウトによる遅延、あるいはトランジスタによる配線長や寄生成分による遅延によってずれると、スライスデータによって駆動されたスイッチによって導通されたスイッチングレギュレータ群115の出力と振幅成分の値が大きくずれ、効率が低下するかあるいはシリーズレギュレータ129がオフしてしまう。ところが、抵抗534、535、タイミング校正手段433およびタイミング補正手段536を設けたことにより、正確に振幅スライスデータと振幅成分のタイミングを補正でき、理想的な効率を実現できる。その他の効果については、第1または第4の実施の形態と同様である。

(18)

【0118】

(実施の形態6)

以下、図面を参照して本発明の実施の形態6について説明する。本実施の形態では、広帯域変調信号を用いるIEEE 802.11a規格の無線LANシステムを例にあげて説明する。無線LANシステムでは、直交する52本のサブキャリアのそれぞれに64QAMの変調を掛け、これを足し合わせて変調信号を得る。52本のサブキャリアは、それぞれ312.5kHz分離しており、 $52 \times 312.5 = 16.25\text{MHz}$ を占有する。

【0119】

図7は本発明の実施の形態6によるEER法を実現する送信機の回路図を示している。この送信機は、図7に示すように、OFDM信号生成手段611と、振幅抽出手段612と、振幅スライス手段613と、スイッチングレギュレータ群615と、スイッチ群621と、スイッチドライバ614と、直交変調器628と、シリーズレギュレータ629と、スイッチ型の高周波電力増幅器630とで構成されている。

【0120】

上記のOFDM信号生成手段611は、変調信号を発生する変調信号発生手段に相当する。

【0121】

振幅抽出手段612は、OFDM信号生成手段611により生成された変調信号から振幅成分を抽出する。

【0122】

振幅スライス手段613は、振幅抽出手段612で抽出された振幅成分を段階的に異なる適当な複数の電圧レベルでスライスする。この電圧レベルとしては、例えば、0.5V、1.0V、1.5V、2.0V、2.5V、3.0Vが設定される。図7には、振幅スライス手段613へ入力される振幅成分、つまり源信号と、振幅スライス手段613の出力信号、つまりスライス信号が示されている。

【0123】

ここで、図7に示されている源信号とスライス信号の関係について説明する。振幅スライス手段613は、図7のように振幅成分の振幅レベルを検出し、そのレベルに対してあらかじめ設定された電圧レベルとの比較を行い、図7のように振幅成分をスライスする。

【0124】

振幅スライスの方法は、たとえば振幅成分が $0.5\text{V} < \text{振幅成分} \leq 1.0\text{V}$ ならば1Vに丸め込み、 $1.0\text{V} < \text{振幅成分} \leq 1.5\text{V}$ なら1.5Vに丸め込むなど、包含される範囲の最大値にレベルを丸め込む。図では計7つのレベルが存在するため、これを3ビットのデータに割り当て、3ビットのスライスデータがスイッチドライバ614に出力される。

【0125】

スイッチングレギュレータ群615は、例えば3Vの電源電圧を入力とする複数、例えば5個のスイッチングレギュレータ、つまり5個のDC-DCコンバータ616～620からなる。DC-DCコンバータ616～620は、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する。具体的には、DC-DCコンバータ616～620は、それぞれ3Vの電圧を2.5V、2.0V、1.5V、1.0V、0.5Vの各電圧に変換する。

【0126】

スイッチ群621は、何れか1個が選択的に導通する例えば6個のスイッチ622～627からなり、3Vの電源電圧と、複数のDC-DCコンバータ616～620の出力電圧である2.5V、2.0V、1.5V、1.0V、0.5Vの各電圧の何れか一つを選択する。なお、スイッチ622～627は、例えばNPNトランジスタで構成され、そのベース電圧がたとえばMOSトランジスタでスイッチされ、DC-DCコンバータ群615の出力をスイッチする。

【0127】

スイッチドライバ614は、振幅スライス手段613によってスライスされた振幅成分

(19)

のスライスデータに従ってスイッチ群621の各スイッチ622～627を選択的に導通させる。

【0128】

直交変調器628は、OFDM信号生成手段611から出力される変調信号に搬送波を乗算し変調波に変換するもので、周波数変換手段に相当する。

【0129】

シリーズレギュレータ（リニアレギュレータ）629は、スイッチ群621により選択された3Vの電源電圧もしくは何れかのスイッチングレギュレータ616～620の出力電圧を電源電圧として変調信号の振幅成分を電圧変換するもので、リニア電圧変換手段に相当する。

【0130】

高周波電力増幅器（PA）630は、スイッチ型であって、直交変調器628から入力される変調波を高周波入力端子に入力し、シリーズレギュレータ629によって電圧変換された振幅成分を電源端子に入力し、結果として増幅された変調波を出力する。

【0131】

以下動作について説明する、本実施の形態では、電源電圧3Vのシステムを仮定している。

【0132】

OFDM信号生成手段611によって作成された変調信号は、振幅抽出手段612によって振幅成分が抽出されて出力される。出力された振幅成分を基に、振幅スライス手段613は、スイッチ群621の各スイッチ622～627のオン／オフをドライブするためのドライブ情報を生成する。ドライブ情報を以下スライスデータと呼ぶ。

【0133】

振幅スライスの方法は、たとえば振幅成分の振幅レベルが

$0\text{ V} < \text{振幅レベル} \leq 0.5\text{ V}$

ならば0.5Vに丸め込み、

$0.5\text{ V} < \text{振幅レベル} \leq 1.0\text{ V}$

ならば1.0Vに丸め込み、

$1.0\text{ V} < \text{振幅レベル} \leq 1.5\text{ V}$

ならば1.5Vに丸め込み、

$1.5\text{ V} < \text{振幅レベル} \leq 2.0\text{ V}$

ならば2.0Vに丸め込み、

$2.0\text{ V} < \text{振幅レベル} \leq 2.5\text{ V}$

ならば2.5Vに丸め込み、

$2.5\text{ V} < \text{振幅レベル} \leq 3.0\text{ V}$

ならば3.0Vに丸め込むというように、振幅レベルが包含されるしきい値範囲を検出し、包含される範囲の最大値にレベルを丸め込む。

【0134】

丸め込みは、次のようにして行う。DC-DCコンバータ616～620は丸め込まれる電圧レベルと同じ出力電圧（2.5V、2.0V、1.5V、1.0V、0.5V）が出力されるよう用意される。振幅成分のレベルに従い、スライス手段613がスイッチドライバ614にどのDC-DCコンバータ616～620または3V電源の出力をアクティブにするかの情報を与える。与えられた情報に従い、スイッチドライバ614はDC-DCコンバータ616～620の出力段または3V電源に設けられたスイッチ622～627を選択的にオン／オフし、丸め込まれた電圧に対応する電圧を出力する。

【0135】

具体例を説明すると、振幅成分が1.1VのときはDC-DCコンバータ618のパスがオンとなり、1.5Vの電圧がシリーズレギュレータ629の電圧入力端子に与えられる。同様に、振幅成分が1.6VのときはDC-DCコンバータ617のパスがオンとなり、2.0Vの電圧がシリーズレギュレータ629の電圧入力端子に与えられる。

(20)

【0136】

振幅抽出手段612から出力された振幅成分は、シリーズレギュレータ629のリファレンス入力端に入力され、シリーズレギュレータ629の出力電圧を変調する。

【0137】

また、振幅成分は、スライスデータと同期がとられた形で出力されることが望ましい。

【0138】

このとき、振幅成分とスライスデータとの同期がとれていないと、不必要に大きな電圧ドロップが現れ、電源損失が悪化してしまう。

【0139】

このような動作を実現することで、シリーズレギュレータ627の電圧ドロップ（DC-DCコンバータ出力とシリーズレギュレータ出力の電位差）は小さな値に保持され、シリーズレギュレータ629による電源損失は小さく抑えられる。

【0140】

また、変調信号は、変調波に周波数変換する必要があるため、I（同相）信号およびQ（直交）信号として直交変調器628に入力され、搬送波と掛け合わされる。

【0141】

高周波電力増幅器630には、シリーズレギュレータ629から出力された振幅成分が電源端子から入力され、直交変調器628から出力された変調波が、高周波信号入力端子から入力される。高周波電力増幅器630には飽和型のアンプを用いるため、その出力は飽和し、高周波電力増幅器630の出力で、変調波の振幅成分は均一化され、位相成分だけが抽出される。その結果、高周波増幅器の出力では、位相成分と振幅成分とが掛け合わされた変調出力が出力され、元の変調波が得られる。

【0142】

振幅成分と、位相成分とは高周波電力増幅器630で掛け合わされるときには、タイミングずれがないことが望ましい。

【0143】

以上説明したとおりの動作により、期待される効果について以下に述べる。DC-DCコンバータ616～620での電源損失が9.6%であり、スイッチ622～627の電圧ドロップが0.1Vであるとする。これらの値は、実際に市場で手に入る部品のデータを元にしている。また、スイッチ型の高周波電力増幅器630の効率が80%であると仮定する。

【0144】

無線LAN IEEE 802.11a規格の場合、たとえば平均出力電力は13 dBm（20 mW）と仮定でき、このときピーク電力は平均電力の+7 dBで20 dBm（100 mW）となる。したがって、高周波電力増幅器630としては、ピーク電力20 dBmを出力する必要がある。高周波電力増幅器630の電力効率（RF出力電力/加えられたDC電力）を80%とすると、AC電力PACがピーク電力100 mW（20 dBm）のとき、DC電力PDCは125 mWとなる。このとき、電源を3 Vとすると、ピーク時41.7 mAの電流が必要になる。平均電力時には高周波電力増幅器630に必要な電源電圧は1.3 Vであるが、AC電力PACの平均出力電力20 mW（13 dBm）に対して、DC電力PDC 25 mWとなるため、19.2 mAの電流が必要となる。

【0145】

以後、平均電力時すなわち出力20 mWの効率について検討する。

【0146】

電源部の電力損失について検討すると、まずスライスデータは0.5 Vごとに切っているため、シリーズレギュレータ629での電圧ドロップは最高でも0.5 Vであり、さらにスイッチ群621を構成する各スイッチ（NPNトランジスタ）622～627のコレクターエミッタ間飽和電圧VCEを0.1 Vとすると、スイッチ群621とシリーズレギュレータ629での電源損失は $19.2 \text{ mA} \times 0.6 \text{ V} = 11.5 \text{ mW}$ と計算される。

【0147】

(21)

また、DC-DCコンバータ616～620の電源損失は4%であるら、DC-DCコンバータ616～620での電源損失は

$$25\text{mW} \times 0.04 = 1.0\text{mW}$$

となる。

【0148】

したがって、スイッチ群621とシリーズレギュレータ629とDC-DCコンバータ616～620とを合わせた電源損失は

$$11.5\text{mW} + 1.0\text{mW} = 12.5\text{mW}$$

となる。その結果、ピーク電力時のトータルの効率

$$20\text{mW} / (25\text{mW} + 12.5\text{mW}) = 53.3\%$$

となる。

【0149】

通常の線形アンプを用いた場合、高々10%の効率しか得られなかったのに対して、大幅な効率改善が可能となる。

【0150】

さらに従来、DC-DCコンバータを変調するなどしていた電圧変換部を、定電圧を出力するスイッチングレギュレータ群(DC-DCコンバータ616～620)およびシリーズレギュレータ629という構成にすることにより、DC-DCコンバータ単独では困難であった広帯域化を実現できる。その理由は以下のとおりである。

【0151】

すなわち、シリーズレギュレータ629では、帯域を制限するようなローパスフィルタを設ける必要がなく、ローパスフィルタによって必然的に帯域制限されていた問題が解消され、他の要因たとえばシリーズレギュレータ629のトランジスタ特性あるいは、フィードバックループによる位相遅延などによって決定される帯域で制限される。

【0152】

これらの制限要素は、これまでの5MHzという帯域を大きく上回る帯域を実現でき、無線LANなど20MHzに及ぶ変調帯域を十分に包括できる。

【0153】

さらに、高周波電力増幅器630の出力に帯域制限フィルタがあってもよい。

【0154】

さらに、DC-DCコンバータ616～620は、出力にローパスフィルタも含んだものを指しており、かつシリーズレギュレータ629の出力と高周波電力増幅器630の電源端子の間に変調波帯域外のスプリアスを抑制するローパスフィルタがあっても良い。

【0155】

なお、振幅成分と振幅スライスデータは同期がとれていることが望ましいとしたが、DC-DCコンバータ616～620の出力電圧に対し、シリーズレギュレータ629の出力電圧が大きくならないように調整されていれば問題はなく、多少のタイミングずれがあっても前述の状態にならないよう、たとえばあらかじめスライスデータに時間的余裕をもたせてもよい。

【0156】

さらに、振幅成分と位相成分とが高周波電力増幅器630に同期がとれた状態で入力されることが望ましいとしたが、タイミングがずれると、送信出力のベクトル誤差量(Error Vector Magnitude)が悪化し、無線規格を満足しなくなる。したがって、次のような方法によって、タイミングをできるだけ合わせる必要がある。

【0157】

1つ目は、製造時にのみタイミング調整する方法である。この方法は無線回路にフィードバック回路などを設ける必要がなく、無線回路を簡略化できる。ただし、使用環境によっては同期がとれなくなることもある。

【0158】

2つ目は電源オン時にのみタイミング調整をする方法である。この方法によれば電源を

(22)

オンした環境に対応でき、1つ目の方法よりもより確実に同期がとれる。ただし、校正にかかる時間分だけ通信ができなくなる問題がある。

【0159】

さらに、3つ目の方法として、たとえば無線LANのように、送信と受信を交互に繰り返す無線通信においては、送信開始時のプリアンプル期間を利用してタイミング調整をする方法がある。これは、環境に逐次適応できもっとも理想的であるが、プリアンプルに比べて十分短い時間内で校正が終了する必要がある。無線LANでは1 μ s 程度で終了する必要がある。

【0160】

さらに4つ目の方法として、送信時にもレシーバをオンしておき、アンテナスイッチから受信部に回り込む送信波を受信、復調しそのベクトル誤差量やビットエラー量が最低になるように振幅成分、位相成分のタイミングを補正する方法がある。この方法では、アンテナスイッチのアイソレーションが十分でない場合受信部に大きな電力が入力されるため、受信部の線形性を高くしておく必要がある。

【0161】

またこれらの組み合わせも考えられる。

【0162】

以上説明したように、この実施の形態によれば、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のDC-DCコンバータ616~620を設け、振幅成分のレベルに応じていずれかのDC-DCコンバータを選択し、選択されたDC-DCコンバータの出力電圧を電源電圧としてシリアルレギュレータ629が振幅成分を電圧変換する構成を採用している。そのため、電圧変換を行うときのシリアルレギュレータ629による電圧ドロップを少なく抑えることができ、DC-DCコンバータによる損失が少ないうえ、シリアルレギュレータ629による電力損失も少なく抑えることができる。また、振幅にシリアルレギュレータ629を用いており、出力部にローパスフィルタを用いる必要がないので、広帯域化を図ることができる。したがって、効率を低下させることなく、広帯域なEER法を実現することができる。

【0163】

また、リニア電圧変換手段としてシリアルレギュレータ629を用いることにより、フィードバックループにより正確に電圧レベルを制御でき、正しく振幅成分をレベル変換することができる。

【0164】

さらに、位相成分ではなく、変調信号をそのまま用いるため、振幅と位相成分に分離して行うEER法では避けられなかった、変調精度(Error Vector Magnitude: EVM)の劣化が回避できる。すなわち、位相成分を用いた場合、位相成分をデジタルアナログ変換器の帯域が許す範囲で、またEVMに影響を与えない程度にフィルタリングを行うが、フィルタリングによって生じる位相成分の部分的な振幅低下は、高周波増幅器の出力で位相成分が振幅成分と合成されたときにEVMの顕著な劣化を生じさせていた。また、変調信号から分離された位相成分にくらべて、変調信号は必要帯域幅が1/6ほど小さいため、デジタルアナログ変換器や、デジタルアナログ変換によって生じるスプリアス成分を抑圧するアンチエイリアスフィルタの帯域幅を狭くすることができる。そのため、デジタルアナログ変換器の低消費電力化や、それ以降の回路の低コスト化に有利である。

【0165】

また、従来のEER法では、ピーク電力が入力されたときでも高周波電力増幅器が十分飽和できるだけの入力レベルを注入していたため、高周波電力増幅器がOFF(振幅成分0)のときのアイソレーション特性が良くない場合、振幅成分と掛け合わせが正確に行われず、元の変調波を復元できなかった(EVM性能の劣化を招いていた)。本構成では、高周波電力増幅器がOFF(振幅成分0)のとき、高周波電力増幅器に入力される電力も0であるため、アイソレーション特性に依存せず、正しい変調波が復元できる。

(23)

【0166】

なお、本構成では直交変調器628をもちいて、変調信号を変調波に変換していたが、OFDM信号生成手段611が変調波を出力する場合は直交変調器628は不要になる。この場合、振幅抽出手段612は変調波の振幅を検波して、振幅成分を抽出する。

【0167】

(実施の形態7)

図8に本発明の実施の形態7における送信機のブロック図を示している。本実施の形態はシリーズレギュレータ629に代えて、エミッタフォロワ729を用いた点で、実施の形態6とは異なる。それ以外は実施の形態6と同じ構成と動作なので、同じ符号を付し、説明を省略する。エミッタフォロワ729は、スイッチ群621の出力をコレクタに入力し、ベースに入力した振幅抽出手段612の電圧をもとに、高周波電力増幅器630に電源電圧を与える。

【0168】

以下エミッタフォロワ729を用いることによって追加される効果について述べる。シリーズレギュレータではフィードバックループによる位相遅延などによって帯域が十分取れないことがある。一方、エミッタフォロワ729を用いる場合、トランジスタ特性によって決定される帯域で制限される。しかし、この制限要素は、これまでの5MHzという帯域を大きく上回る帯域を実現でき、無線LANなど20MHzに及ぶ変調帯域を十分に包括できる。

【0169】

(実施の形態8)

図9に本発明の実施の形態8における送信機のブロック図を示している。本実施の形態は、電源およびDC-DCコンバータ群615からの出力を出力と同じ数のエミッタフォロワ群829のコレクタに直接接続し、このエミッタフォロワ群829のベース端子につながるバスをエミッタフォロワ群829と同数のスイッチ群621で切り替える点で実施の形態6、7と異なる。実施の形態6、7と同じ構成のところは同じ符号を付し、説明は省略する。なお、エミッタフォロワ群829は、リニア電圧変換手段に相当する。なお、スイッチ群621はNMOSトランジスタで構成されることが望ましい。また、本実施の形態では、複数のエミッタフォロワを用いていたが、これに代えて、シリーズレギュレータを使用した実施の形態も、上記と同様に考えることができる。

【0170】

実施の形態8で期待される付加的な効果は、DC-DCコンバータ群615と高周波電力増幅器630との間にエミッタフォロワ830～835が入るのみで、スイッチ群621は電源経路（電源から高周波電力増幅器630への経路）から外しているため、実施の形態6の構成に比べて、電力損失をさらに低減することができる。

【0171】

(実施の形態9)

図10に本発明の実施の形態9における送信機の要部のブロック図を示している。この実施の形態の送信機は、図10に示すように、位相振幅分離手段112から出力される振幅成分を演算増幅器901に入力し、演算増幅器901の出力をエミッタフォロワ229の入力（ベース）に接続し、エミッタフォロワ229の出力（エミッタ）を演算増幅器901に負帰還するようにしている。符号902、903はそれぞれバイパスコンデンサを示す。その他の構成は図2と同様である。

【0172】

この実施の形態によれば、エミッタフォロワ229の非線形性、温度特性を補償し、振幅成分を正しく高周波電力増幅器130に伝えることができる。

【0173】

(実施の形態10)

図11に本発明の実施の形態10における送信機の要部のブロック図を示している。この実施の形態の送信機は、図11に示すように、エミッタフォロワ910が1個のトラン

(24)

ジスタのみで構成されるのではなく、プッシュプル回路で構成されている。そして、この送信機は、位相振幅分離手段112から出力される振幅成分を演算増幅器901に入力し、演算増幅器901の出力をプッシュプル回路であるエミッタフォロワ910の入力に接続し、エミッタフォロワ910の出力を演算増幅器901に負帰還するようにしている。符号902, 903はそれぞれバイパスコンデンサを示す。符号911, 912はトランジスタ、913, 914は抵抗、915, 916はダイオードで、これらがエミッタフォロワを構成している。その他の構成は図2と同様である。

【0174】

この実施の形態によれば、エミッタフォロワ910の非線形性、温度特性を補償し、演算増幅器901の過渡特性で、電圧が演算増幅器に与えられる正の電源電圧あるいは負の電源電圧でホールドされることを防ぎ、振幅成分を正しく高周波電力増幅器233に伝えることができる。

【0175】

(実施の形態11)

図12に本発明の実施の形態11における送信機の要部のブロック図を示している。この実施の形態の送信機は、図12に示すように、エミッタフォロワ920がプッシュプル回路で構成されている。そして、この送信機は、位相振幅分離手段112から出力される振幅成分を演算増幅器901に入力し、演算増幅器901の出力をプッシュプル回路であるエミッタフォロワ920の入力に接続し、エミッタフォロワ920の出力を演算増幅器901に負帰還するようにしている。符号902, 903はそれぞれバイパスコンデンサを示す。符号921, 922はトランジスタ、923は抵抗、924, 925はダイオードで、これらがエミッタフォロワを構成している。その他の構成は図2と同様である。

【0176】

この実施の形態によれば、実施の形態10と同様の作用効果を有する。

【0177】

上記第9、第10、第11の実施の形態で説明した構成は、図8に示した送信機の回路にそれぞれ適用することもでき、その場合、第9、第10、第11の実施の形態と同様の効果が得られる。

【産業上の利用可能性】

【0178】

本発明にかかる送信機は、高周波電力増幅器をスイッチ型として動作させることができるEER法において広帯域でかつ高効率な動作を可能とする効果を有し、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex; 直交周波数分割多重) などサブキャリアを用いる通信方式の送信機等として有用である。

【図面の簡単な説明】

【0179】

- 【図1】本発明の実施の形態1の送信機の構成を示すブロック図である。
- 【図2】本発明の実施の形態2の送信機の構成を示すブロック図である。
- 【図3】本発明の実施の形態3の送信機の構成を示すブロック図である。
- 【図4】本発明の実施の形態4の送信機の構成を示すブロック図である。
- 【図5】本発明の実施の形態5の送信機の構成を示すブロック図である。
- 【図6】従来の送信機の構成を示すブロック図である。
- 【図7】本発明の実施の形態6の送信機の構成を示すブロック図である。
- 【図8】本発明の実施の形態7の送信機の構成を示すブロック図である。
- 【図9】本発明の実施の形態8の送信機の構成を示すブロック図である。
- 【図10】本発明の実施の形態9の送信機の要部の構成を示すブロック図である。
- 【図11】本発明の実施の形態10の送信機の要部の構成を示すブロック図である。
- 【図12】本発明の実施の形態11の送信機の要部の構成を示すブロック図である。

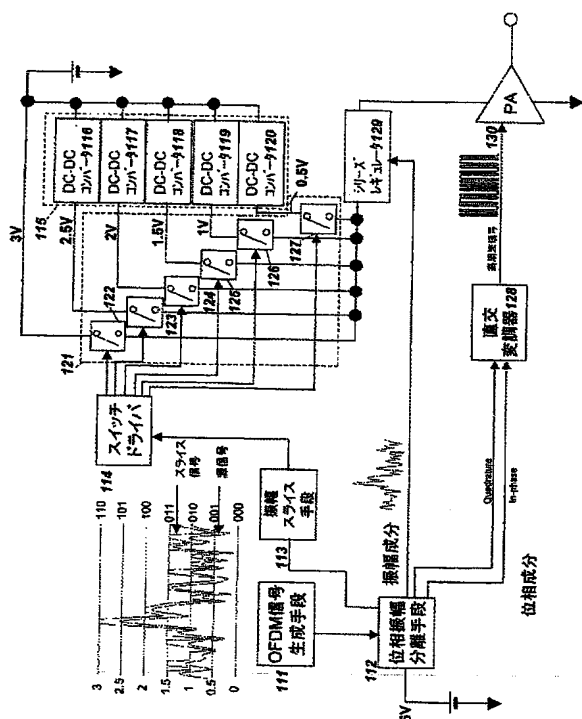
【発明の詳細な説明その他】 【符号の説明】

【0180】

(25)

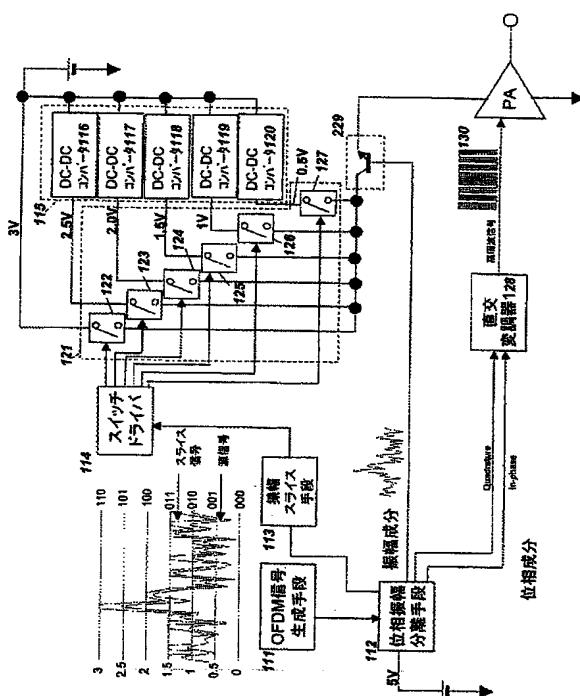
- 1 1 1 OFDM信号生成手段
- 1 1 2 位相振幅分離手段
- 1 1 3 振幅スライス手段
- 1 1 4 スイッチドライバ
- 1 1 5 スイッチングレギュレータ群
- 1 1 6～1 2 0 DC-DCコンバータ
- 1 2 1 スイッチ群
- 1 2 2～1 2 7 スイッチ
- 1 2 8 直交変調器
- 1 2 9 シリーズレギュレータ
- 1 3 0 高周波電力増幅器
- 2 2 9 エミッタフォロワ
- 3 2 9 エミッタフォロア群
- 3 3 0～3 3 5 エミッタフォロワ
- 4 3 1 方向性結合器
- 4 3 2 タイミング補正手段
- 4 3 3 タイミング校正手段
- 5 3 4 抵抗器
- 5 3 5 抵抗器
- 5 3 6 タイミング補正手段
- 6 1 1 OFDM信号生成手段
- 6 1 2 振幅抽出手段
- 6 1 3 振幅スライス手段
- 6 1 4 スイッチドライバ
- 6 1 5 スイッチングレギュレータ群
- 6 1 6～6 2 0 DC-DCコンバータ
- 6 2 1 スイッチ群
- 6 2 2～6 2 7 スイッチ
- 6 2 8 直交変調器
- 6 2 9 シリーズレギュレータ
- 6 3 0 高周波電力増幅器
- 7 2 9 エミッタフォロワ
- 8 2 9 エミッタフォロア群
- 8 3 0～8 3 5 エミッタフォロワ
- 4 0 端子
- 4 1 検波器
- 4 2 電圧変換器
- 4 3 リミッタ
- 4 4 スイッチ型アンプ

【図 1】

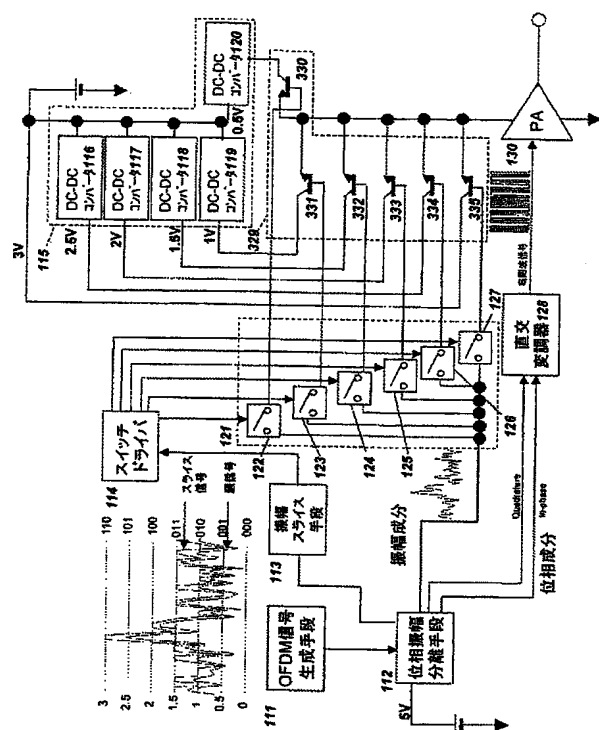


(26)

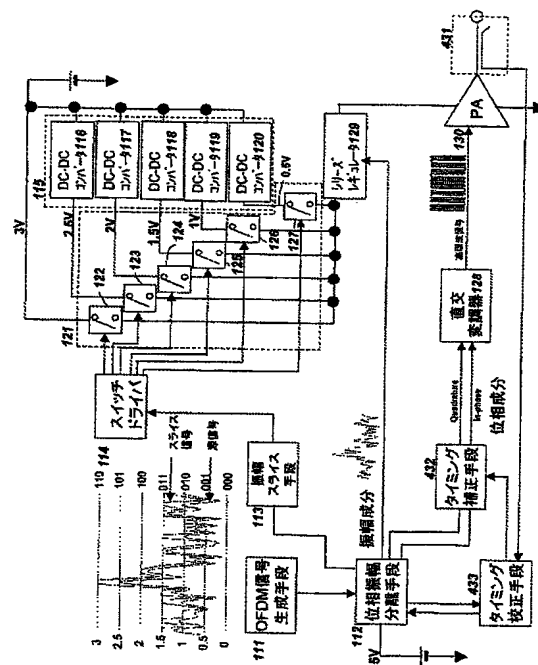
【図 2】



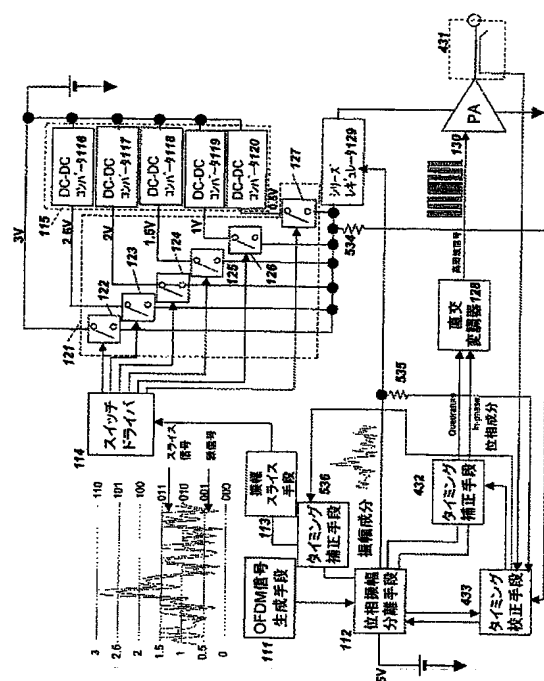
【図 3】



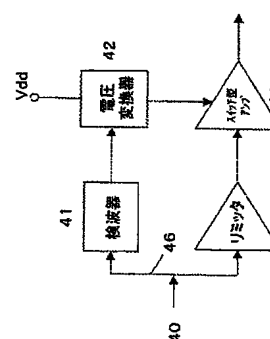
【図 4】



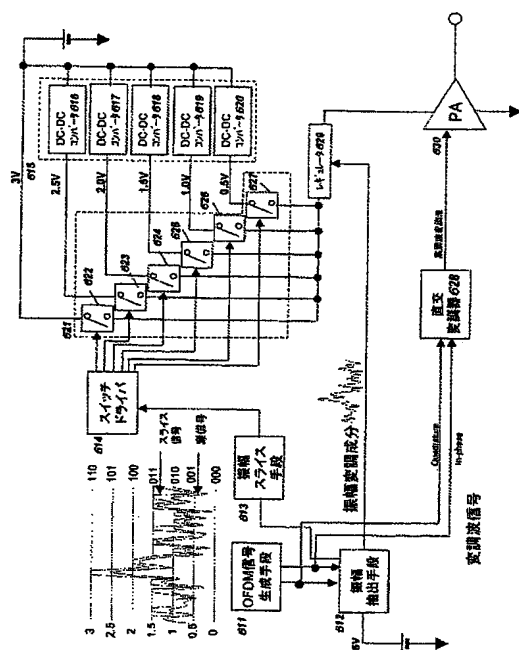
【図 5】



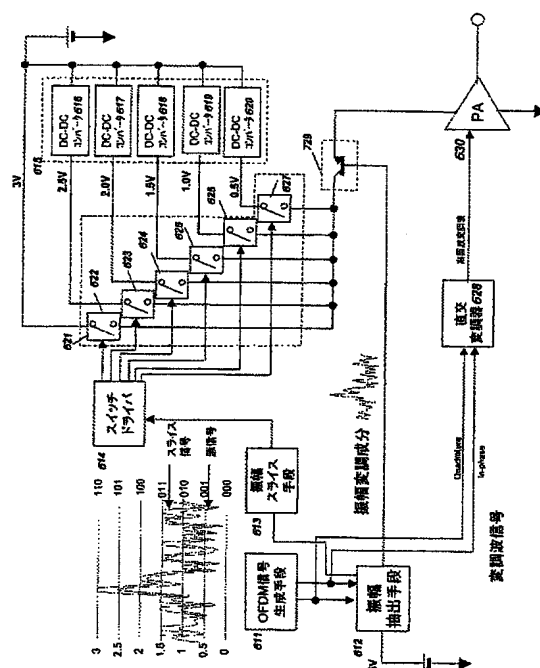
【图 6】



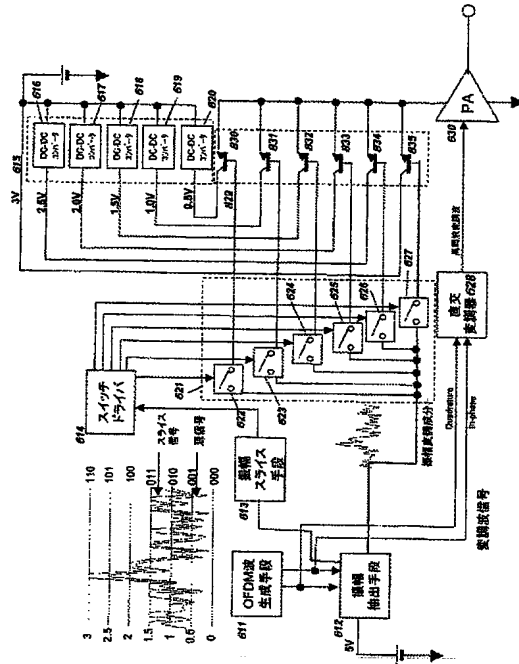
【图 7】



【图 8】

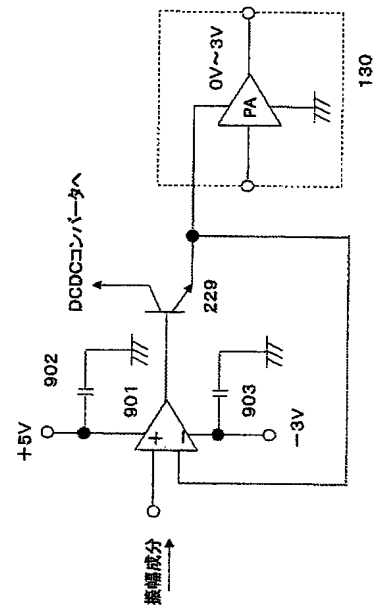


【図9】

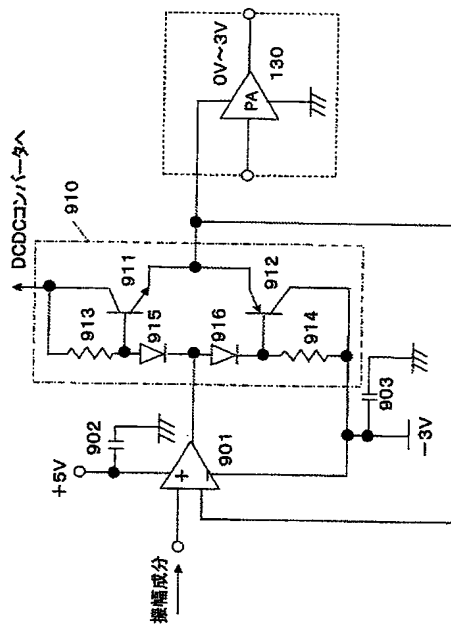


(28)

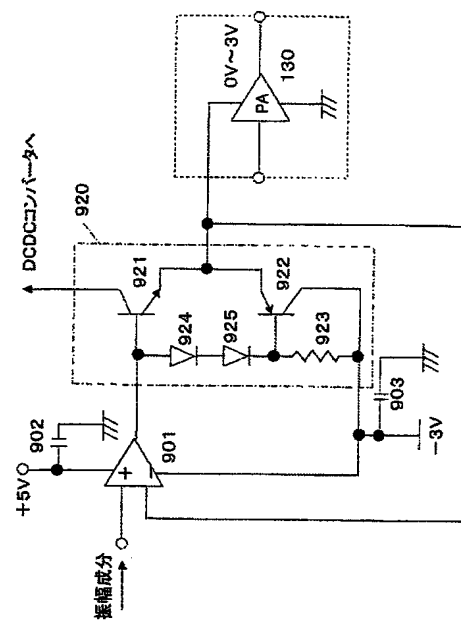
【図10】



【図11】



【図12】



(29)

【手続補正書】

【提出日】2003年(2003)11月28日

【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0005

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0005】

このような課題を解決すべく、カーンの方法として知られる従来のEER法(Envelope Elimination and Restoration)が提案されている(例えば、特許文献1参照。)

図6はEER法の概略を表すブロック図である。図6において、端子40に入力された高周波変調信号46たとえばQAM信号は2分岐され、一方の分岐では、変調波46が検波器41で包絡線検波され、それによって振幅成分信号が生成される。電源電圧V_{dd}は電圧変換器(直流を増幅するアンプ)42によって電圧変換される。このとき、電圧変換器42は高効率動作(～95%)が可能なS級アンプ(スイッチングレギュレータなど)が用いられる。他方の分岐では、変調波46が、振幅制御増幅器(リミッタ43)によって振幅制御され、それによって位相情報のみを有する変調波が得られる。位相情報をもった変調波は、スイッチ型アンプ44のRF入力端子に入力され、スイッチ型アンプ44の構成要素であるたとえば電界効果型トランジスタのゲート電圧を変調する。【手続補正2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0012

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0012】

しかしながら、振幅成分を変調する電圧変換器42、たとえばスイッチングレギュレータ)の帯域がせいぜい5MHzであることから、たとえば、無線LANの規格である、IEEE802.11a規格の信号は振幅成分が少なくとも数十MHzの帯域に広がるため、従来技術のEER法を使用することができない。【手続補正3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0023

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0023】

この構成によれば、以下のような作用効果を有する。位相成分と振幅成分のタイミングが、各変調波成分の入力から高周波電力増幅器の出力にいたるまでのレイアウトによる遅延、あるいはトランジスタによる配線長や寄生成分による遅延によってずれると、高周波電力増幅器出力で正しい変調波を形成できない。ところが、フィードバック手段とタイミング校正手段とタイミング補正手段とを設けたことにより、正確に位相成分と、振幅成分のタイミングを補正でき、高周波電力増幅器出力で正しい変調波が形成できる。【手続補正4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0087

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0087】

これらの制限要素は、これまでの5MHzという帯域を大きく上回る帯域を実現できるものであり、無線LANの振幅成分の数十MHzに及ぶ帯域を十分に包括できる。【手続補正5】

(30)

【補正対象書類名】明細書
【補正対象項目名】0103
【補正方法】変更
【補正の内容】

【0103】

以下エミッタフォロワ229を用いることによって追加される効果について述べる。シリーズレギュレータではフィードバックループによる位相遅延などによって帯域が十分取れないことがある。一方、エミッタフォロワ229を用いる場合、トランジスタ特性によって決定される帯域で制限される。しかし、この制限要素は、これまでの5MHzという帯域を大きく上回る帯域を実現でき、無線LANなどの振幅成分の数十MHzに及ぶ帯域を十分に包括できる。【手続補正6】

【補正対象書類名】明細書
【補正対象項目名】0152
【補正方法】変更
【補正の内容】

【0152】

これらの制限要素は、これまでの5MHzという帯域を大きく上回る帯域を実現でき、無線LANの振幅成分の数十MHzに及ぶ帯域を十分に包括できる。【手続補正7】

【補正対象書類名】明細書
【補正対象項目名】0168
【補正方法】変更
【補正の内容】

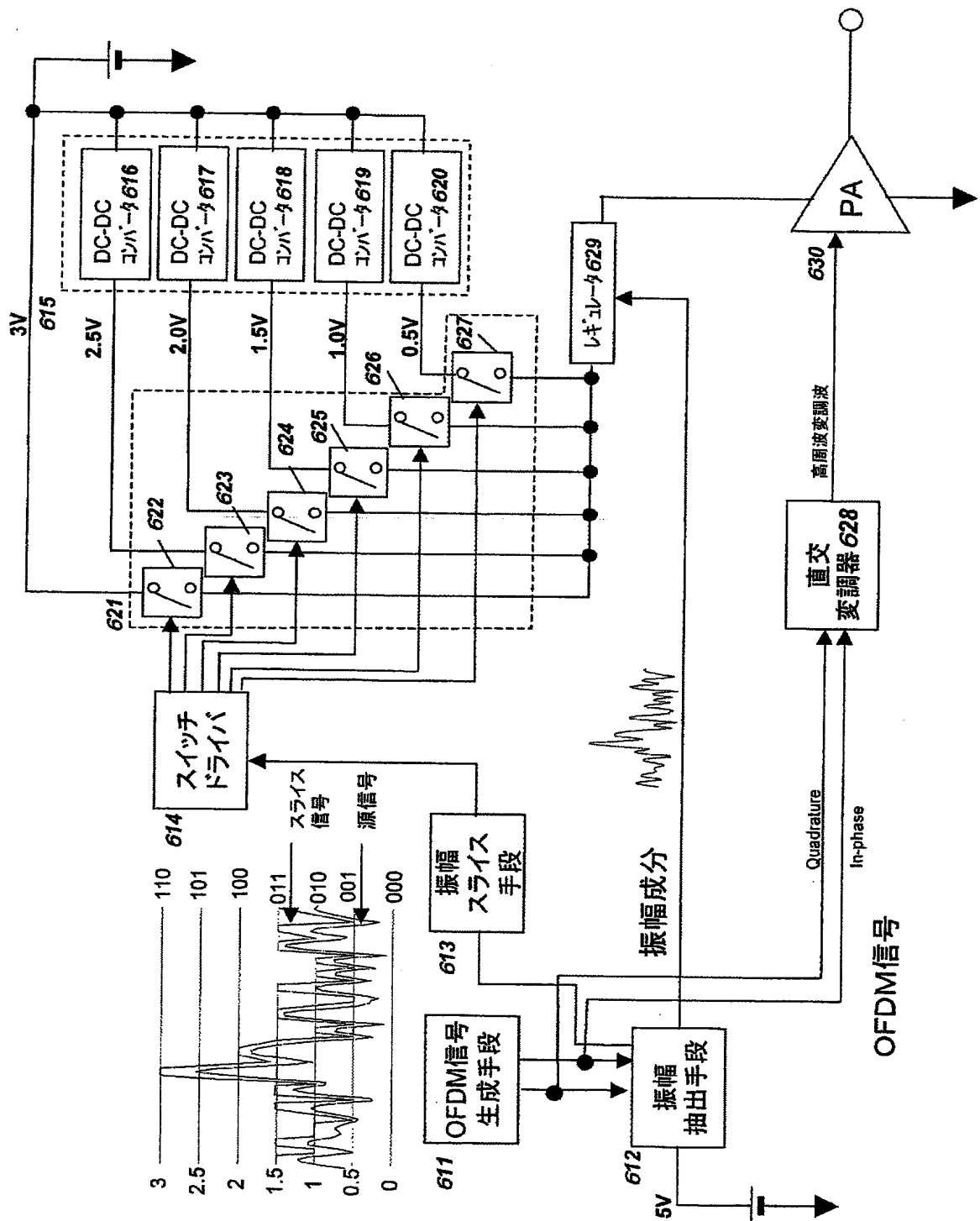
【0168】

以下エミッタフォロワ729を用いることによって追加される効果について述べる。シリーズレギュレータではフィードバックループによる位相遅延などによって帯域が十分取れないことがある。一方、エミッタフォロワ729を用いる場合、トランジスタ特性によって決定される帯域で制限される。しかし、この制限要素は、これまでの5MHzという帯域を大きく上回る帯域を実現でき、無線LANの振幅成分の数十MHzに及ぶ帯域を十分に包括できる。

【手続補正8】
【補正対象書類名】図面
【補正対象項目名】図7
【補正方法】変更
【補正の内容】

(31)

【図7】



【手続補正9】

【補正対象書類名】図面

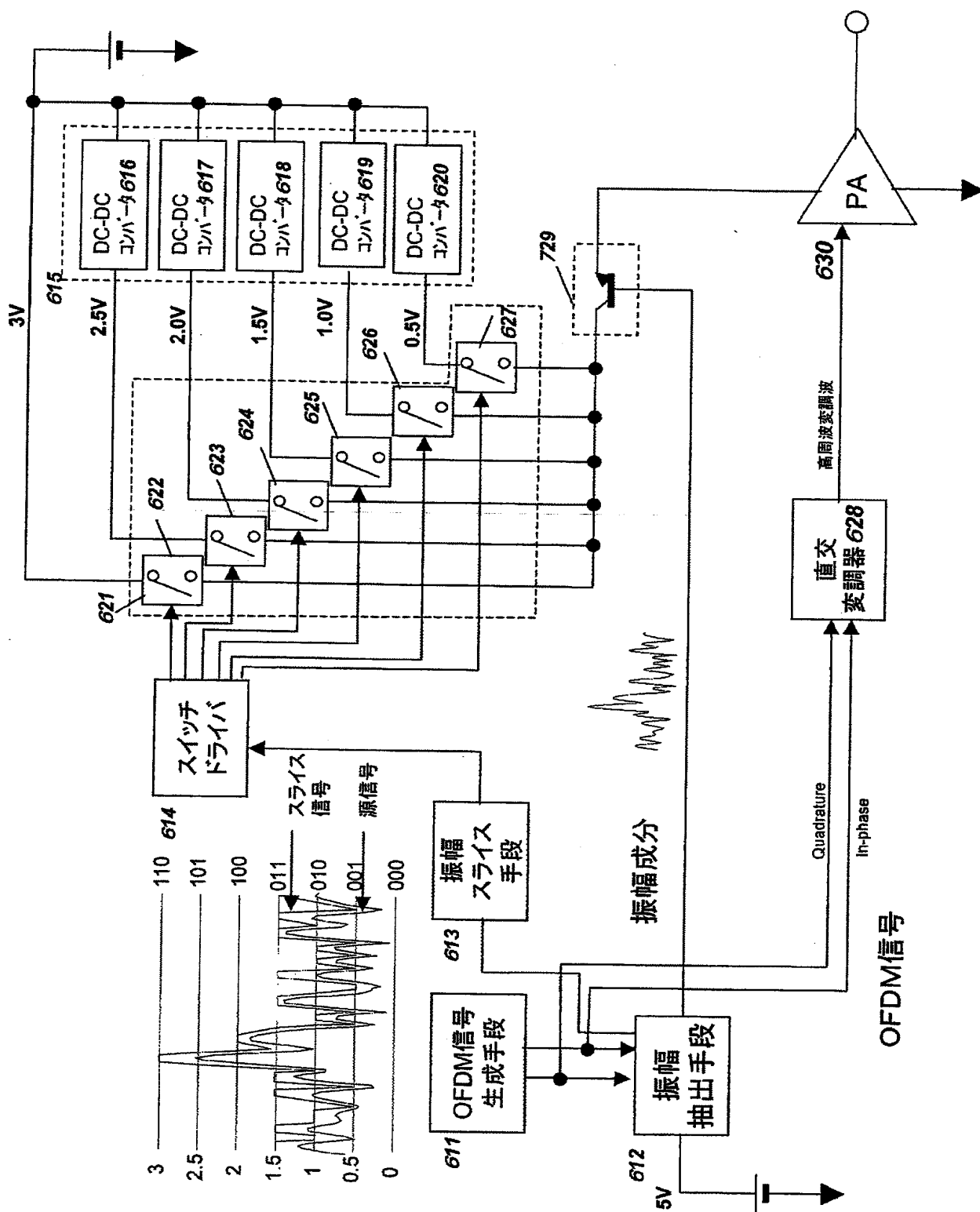
【補正対象項目名】図8

【補正方法】変更

【補正の内容】

(32)

【図8】



【手続補正10】

【補正対象書類名】図面

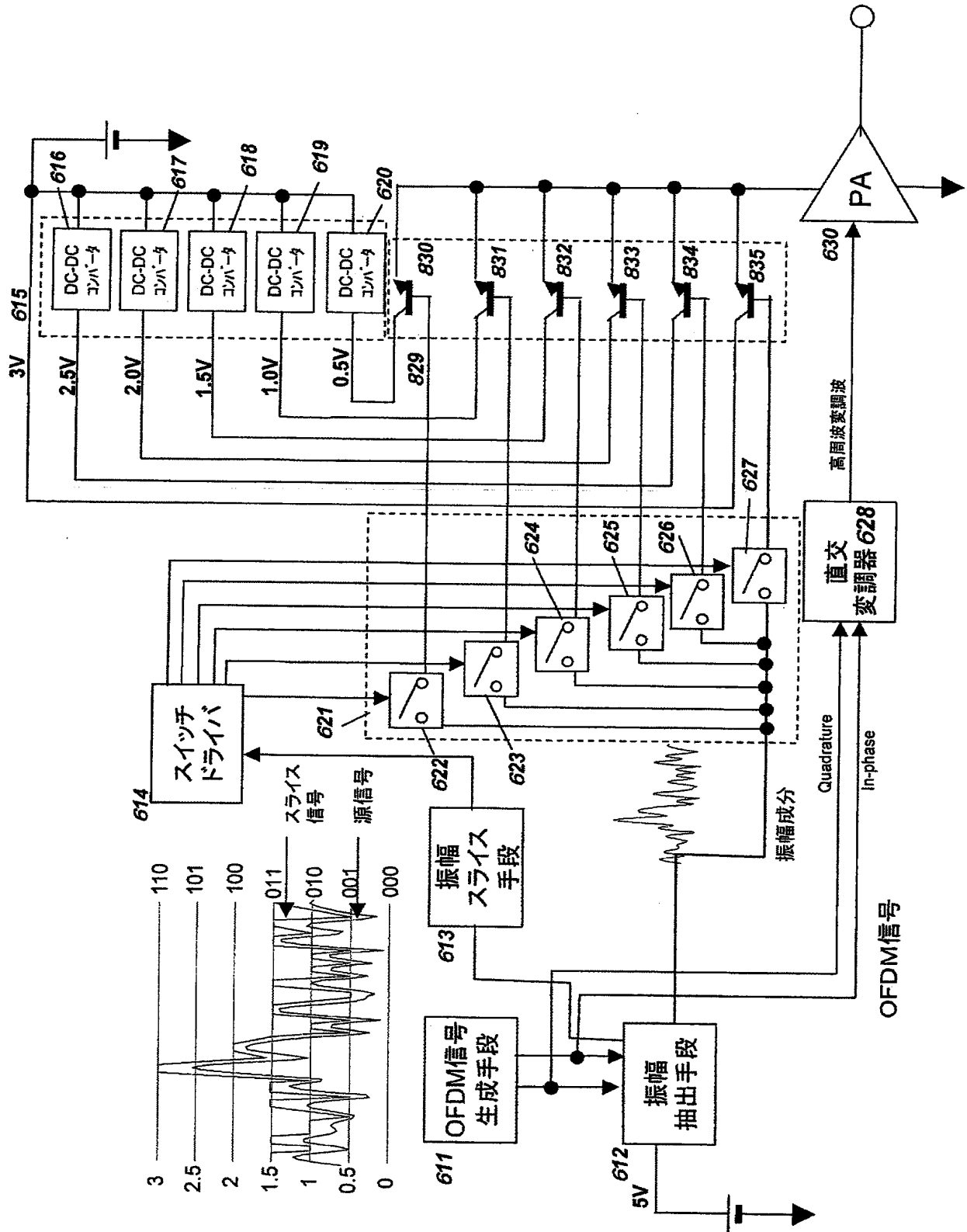
【補正対象項目名】図9

【補正方法】変更

【補正の内容】

(33)

【図9】



フロントページの続き

(72) 発明者 齊藤 典昭

大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

(72) 発明者 佐伯 高晴

大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

(72) 発明者 南 善久

大阪府門真市大字門真 1 0 0 6 番地 松下電器産業株式会社内

F ターム (参考) 5J500 AA01 AA41 AA51 AA66 AA67 AC36 AF18 AH02 AH08 AH19
AH29 AH38 AK20 AK53 AK55 AK68 AM01 AS14 AT01 RG02
WU02
5K060 BB07 CC11 HH01 HH06 HH39 JJ23 KK04 LL11 LL23 MM00

【要約の続き】